

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

Modelos Paramétricos Simples e Causais Para
Cabos de Cobre Apropriados Para
Caracterização de Enlaces em Sistemas G.fast

Diogo Lobato Acatauassú Nunes

TD - 11/2014

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2014

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

Diogo Lobato Acatauassú Nunes

Modelos Paramétricos Simples e Causais Para
Cabos de Cobre Apropriados Para
Caracterização de Enlaces em Sistemas G.fast

TD - 11/2014

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2014

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

Diogo Lobato Acatauassú Nunes

Modelos Paramétricos Simples e Causais Para
Cabos de Cobre Adequados Para
Caracterização de Enlaces em Sistemas G.fast

Tese submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará, como parte dos requisitos para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica, ênfase em Telecomunicações.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2014

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFPA

Nunes, Diogo Lobato Acatauassu, 1983 -

Modelos paramétricos simples e causais para cabos de cobre apropriados para caracterização de enlaces em sistemas g.fast / Diogo Lobato Acatauassu Nunes. - 2014.

Orientador: Aldebaro Klautau Júnior.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2014.

1. Modem - testes. 2. Linhas digitais de assinantes. 3. Cabos de telecomunicação. 4. sistemas de comunicação em banda larga. I.

Título.

CDD 22. ed. 621.39814

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

Modelos Paramétricos Simples e Causais Para Cabos de Cobre Adequados Para Caracterização de Enlaces em Sistemas G.fast

AUTOR: DIOGO LOBATO ACATAUASSÚ NUNES

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 OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM 12/12/2014

BANCA EXAMINADORA:

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

.....
Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa (MEMBRO - UFPA)

.....
Prof. Dr. Licinius Dimitri Sá de Alcantara (MEMBRO - UFPA)

.....
Dr. Roberto Menezes Rodrigues (MEMBRO - UFPA)

.....
Prof. Dr. Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda (MEMBRO - UFRN)

VISTO:

.....
Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes

COORDENADOR DO PPGEE/ITEC/UFPA

Agradecimentos

Gostaria de agradecer em primeiro lugar à minha família, meus pais Fernando e Ana Luiza, meu irmão Lucas, e minha esposa Juliana, pelo amor incondicional que sempre me deram. Eles foram o combustível para que eu seguisse em frente a cada dificuldade encontrada durante essa caminhada.

Quero também agradecer ao meu orientador, Prof. Aldebaro Klautau Jr., por ter confiado em mim desde a época em que eu ainda era um estudante do curso de graduação. O Prof. Aldebaro me ensinou muito e sou imensamente grato a ele pelos conselhos que me foram dados ao longo de todos esses anos, foram essenciais para o meu amadurecimento profissional e pessoal.

Agradeço ainda ao Prof. Per Ola Börjesson da Universidade de Lund, por ter acreditado no tema dessa pesquisa e ter sido peça fundamental durante o desenvolvimento da mesma. Sou muito grato por ter tido a chance de trabalhar com um profissional de nível tão alto como ele. Do mesmo modo, gostaria de agradecer ao Prof. Stefan Höst, também da Universidade de Lund, pelo suporte e orientação que me foram dados em vários momentos.

Gostaria de agradecer a todas as pessoas que se fizeram importantes para o desenvolvimento dessa tese, os profissionais da Ericsson AB com quem pude trabalhar diretamente, Chenguang Lu, Miguel Berg, Boris Dortschy e Klas Ericsson. Os dois últimos, além de Roberto Rodrigues da Universidade Federal do Pará, dividiram comigo suas experiências a respeito de experimentos e medições laboratoriais. Sou muito grato a todos por isso.

Por fim agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, à Ericsson Telecomunicações S.A., e à Universidade Federal do Pará pelos suportes logísticos e financeiros que me foram proporcionados, além de todos os colegas do projeto Ericsson com quem de alguma forma pude trabalhar: Prof. João Crisóstomo, Prof. Francisco Müller, Igor Almeida, Diego Azevedo, Igor Freire e Gilvan Costa. Obrigado a todos de coração!

Resumo

O G.fast é um novo padrão da União Internacional de Telecomunicações que almeja atingir 1 Gb/s sobre enlaces de cobre curtos, utilizando frequências de até 212 MHz. Essa nova tecnologia requer modelos paramétricos precisos de cabo para fins de projeto, simulação e testes de avaliação de desempenho. A maioria dos modelos de cabo de cobre foram desenvolvidos focando o espectro VDSL - isto é, frequências de até 30 MHz - e adotam suposições que são violadas quando a faixa de frequência é estendida para frequências G.fast. Esta tese apresenta novos modelos de cabo simples e causais capazes de caracterizar com precisão enlaces de cobre compostos por segmentos individuais ou múltiplos, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. Resultados utilizando as topologias de referência do padrão G.fast mostram que, além de serem precisos, os novos modelos são atrativos devido ao baixo custo computacional e fórmulas fechadas para ajuste de seus parâmetros junto a dados medidos.

PALAVRAS-CHAVES: Cabos de cobre, DSL, G.fast, Modelos de cabo, Par-trançado, Teoria da linha de transmissão.

Abstract

The G.fast is a new standard from the International Telecommunication Union that targets 1 Gb/s over short copper loops, using frequencies up to 212 MHz. This new technology requires accurate parametric cable models for simulation, design and performance evaluation tests. Most existing copper cable models were designed for the VDSL spectra - i.e., frequencies up to 30 MHz - and adopt assumptions that are violated when the frequency range is extended to G.fast frequencies. This thesis presents new simple and causal cable models that are able to accurately characterize copper loops composed by single or multiple segments, in both frequency and time domains. Results using G.fast topologies show that, besides being accurate, the new models are attractive due to their low computational cost and closed-form expressions for fitting their parameters to measurement data.

KEYWORDS: Cable models, Copper cables, DSL, G.fast, Transmission line theory, Twisted-pair.

Sumário

Lista de Figuras	iv
Lista de Tabelas	vi
Lista de Siglas	vii
Lista de Símbolos	x
1 Introdução	1
1.1 O padrão G.fast	2
1.2 Aplicação de Modelos de Cabo no Desenvolvimento do G.fast	2
1.3 Definição do Problema	4
1.4 Resumo dos Objetivos	4
1.5 Organização do Trabalho	5
2 A Rede de Acesso de Cobre	7
2.1 Características Físicas dos Cabos e Enlaces	7
2.1.1 <i>Bridged Tap</i>	8
2.2 Características Elétricas dos Cabos e Enlaces	10
2.2.1 Nota Sobre o Cálculo da Resposta ao Impulso	15
3 Revisão dos Modelos de Cabo Existentes na Literatura	17
3.1 Parâmetros e Equações de Síntese	17
3.2 Natureza dos Parâmetros	18
3.3 Procedimento de Análise	18
3.4 Custo Computacional	19
3.5 Suporte a Frequências de até 212 MHz	20

3.6	Causalidade	20
3.7	Alguns dos Modelos de Cabo Mais Utilizados	21
3.7.1	Modelo BT0	21
3.7.2	Modelo BT0 _H	22
3.7.3	Modelo de Chen	23
3.7.4	Modelo CEI/IEC	24
3.7.5	Modelo VUB	24
3.7.6	Modelo TNO2	26
3.7.7	Modelo TNO/EAB	28
3.8	Modelos de Canal de <i>Crosstalk</i>	29
4	Os Modelos Propostos	31
4.1	Modelo Proposto para a Admitância em Paralelo	31
4.2	Modelos Propostos para a Constante de Propagação	32
4.2.1	Modelo de Primeira Ordem - KM1	33
4.2.2	Modelo de Segunda Ordem - KM2	35
4.2.3	Modelo de Terceira Ordem - KM3	36
4.3	Modelo Proposto para a Impedância Característica	37
4.3.1	Modelo de Primeira Ordem - HM1	38
4.4	Procedimento de Análise para os Modelos KM e HM	41
4.4.1	Estimador do Modelo KM1	41
4.4.2	Estimador do Modelo KM2	42
4.4.3	Estimador do Modelo KM3	42
4.4.4	Estimador do Modelo HM1	43
4.5	O Modelo KHM	44
5	Experimentos e Simulações	45
5.1	Experimentos Utilizando Dados Medidos	45
5.1.1	Grandezas Medidas, Equipamentos Utilizados e Cabos Adotados	46
5.1.2	Modelagem de Segmentos Individuais	47
5.1.3	Modelagem de Segmentos Múltiplos	52
5.2	Experimentos Utilizando Topologias G.fast Simuladas	56

5.3	Análise do Custo Computacional	62
5.4	Conexão Entre o Modelo Proposto para $Y(f)$ e o Modelo TNO2	65
6	Conclusões e Comentários Finais	68
A	Publicações no Período	70
	Referências Bibliográficas	77

Lista de Figuras

1.1	Comparação entre o padrão G.fast e tecnologias DSL mais antigas.	3
2.1	Distribuição dos cabos em uma rede de acesso de cobre típica.	8
2.2	Distribuição dos cabos em uma rede de acesso G.fast.	9
2.3	Enlace de cobre contendo duas <i>bridged taps</i>	9
2.4	Modelo de linha de transmissão para um segmento de cabo de comprimento dz.	10
2.5	Métodos para obtenção da função de transferência de 3 enlaces distintos.	13
2.6	Efeitos da truncagem retangular na resposta ao impulso.	16
3.1	Ilustração de um procedimento de análise para estimação de $\hat{\Theta}$	19
3.2	Impacto de não se considerar a condutância em frequências G.fast.	20
5.1	Equipamentos utilizados nos experimentos de medição.	47
5.2	Medição do cabo Cat5.	48
5.3	Valores absolutos medidos e modelados para as impedâncias características.	48
5.4	Erro absoluto entre as impedâncias características medidas e modeladas.	49
5.5	Valores absolutos medidos e modelados para as funções de transferência.	49
5.6	Erro entre $H(f)$ medidos e modelados para os três cabos testados.	50
5.7	Imp. de entrada de circuito aberto medidas e modeladas para o cabo Cat5.	50
5.8	Imp. de entrada de circuito fechado medidas e modeladas para o cabo Cat5.	51
5.9	Respostas ao impulso medidas e modeladas para o cabo Cat5.	51
5.10	Os dois enlaces genéricos de segmentos múltiplos medidos e modelados.	53
5.11	Funções de transferência medidas e modeladas para a topologia 1.	53
5.12	Respostas ao impulso medidas e modeladas para a topologia 1.	54
5.13	Funções de transferência medidas e modeladas para a topologia 2.	54
5.14	Respostas ao impulso medidas e modeladas para a topologia 2.	55

5.15	Erro entre $H(f)$ medidos e modelados para as duas topologias testadas.	55
5.16	Os três enlaces de referência G.fast simulados.	56
5.17	Funções de transferência das três topologias G.fast modeladas pelo KHM.	58
5.18	Erro absoluto entre as funções de transf. modeladas para a top. D4-H3.	58
5.19	Respostas ao impulso da top. D4-H3 modeladas por KHM, TNO/EAB e BT0.	61
5.20	Tempo de 2.000 procedimentos de síntese para o cabo CAD55 de 50 m.	63
5.21	Tempo de 2.000 procedimentos de síntese para o cabo CAD55 de 100 m.	64
5.22	Capacitâncias modeladas pelo modelo proposto e pelo modelo TNO.	67
5.23	Condutâncias modeladas pelo modelo proposto e pelo modelo TNO.	67
5.24	Tangentes de perda modeladas pelo modelo proposto e pelo modelo TNO.	67

Lista de Tabelas

3.1	Sumário dos modelos de cabo existentes na literatura.	18
3.2	Sumário dos modelos de FEXT existentes na literatura.	30
5.1	Parâmetros do modelo KHM ajustados aos cabos medidos.	47
5.2	Parâmetros do modelo TNO/EAB para o cabo CAD55.	57
5.3	Parâmetros do modelo KHM para o cabo CAD55.	57
5.4	Parâmetros do modelo BT0 para o cabo CAD55.	59
5.5	Suposições adotadas para as simulações de taxas de bits.	60
5.6	Taxas de bits estimadas em Mb/s para a topologia D3-H5.	60
5.7	Taxas de bits estimadas em Mb/s para a topologia D4-H5.	61
5.8	Taxas de bits estimadas em Mb/s para a topologia D4-H3.	61
5.9	O número de operações, o peso associado e o CCI resultante para cada modelo.	63
5.10	Tempo médio, desvio padrão e tempo total de síntese do cabo CAD55 de 50 m.	64
5.11	Tempo médio, desvio padrão e tempo total de síntese do cabo CAD55 de 100 m.	64

Lista de Siglas

ADSL	-	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line Transceivers</i>
ADSL2	-	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line Transceivers 2</i>
ADSL2+	-	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line Transceivers 2 - Extended Bandwidth</i>
AG	-	Algoritmo genético
ANSI	-	<i>American National Standards Institute</i>
AWG	-	<i>American wire gauge</i>
AWGN	-	<i>Additive white Gaussian noise</i>
BT	-	<i>British Telecom</i>
BT0	-	Modelo BT0
BT0 _H	-	Modelo BT0-Hilbert
CAD55	-	<i>Cable Aerial Drop-wire N° 55</i>
Cat3	-	Categoría 3
Cat5	-	Categoría 5
Cat6	-	Categoría 6
CCI	-	<i>Computational complexity index</i>
CEI	-	<i>Commission Électrotechnique Internationale</i>
CEI/IEC	-	Modelo CEI/IEC
CO	-	<i>Central office</i>
DMT	-	<i>Discrete multi-tone</i>
DP	-	<i>Distribution point</i>
DSL	-	<i>Digital subscriber line</i>
EAB	-	<i>Ericsson AB</i>
EIA	-	<i>Electronic Industries Alliance</i>
ELQXBE	-	Cabo Ericsson ELQXBE

ETSI	-	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
GCC	-	<i>GNU Compiler Collection</i>
G.fast	-	<i>G.fast access to subscriber terminals</i>
FEXT	-	<i>Far-end crosstalk</i>
FttH	-	<i>Fiber-to-the-Home</i>
HM1	-	<i>H Model 1</i>
IA	-	<i>Impedance analyzer</i>
IEC	-	<i>International Electrotechnical Commission</i>
ISDN	-	<i>Integrated Services Digital Network</i>
ITU	-	<i>International Telecommunication Union</i>
KHM	-	<i>KH Model</i>
KM1	-	<i>K Model 1</i>
KM2	-	<i>K Model 2</i>
KM3	-	<i>K Model 3</i>
KPN	-	<i>Koninklijke KPN N.V.</i>
KPN1	-	Modelo KPN1
LS	-	<i>Least-squares</i>
LTI	-	<i>Line topology identification</i>
MAR	-	<i>Marconi SpA</i>
MAR1	-	Modelo MAR1
ML	-	<i>Maximum likelihood</i>
NA	-	<i>Network analyzer</i>
PE	-	Polietileno
POTS	-	<i>Plain old telephone service</i>
PSD	-	<i>Power spectral density</i>
PVC	-	Policloreto de polivinila
SNR	-	<i>Signal-to-noise ratio</i>
STP	-	<i>Shielded twisted-pair</i>
TIA	-	<i>Telecommunications Industry Association</i>
TIA/EIA	-	Modelo TIA/EIA

- TNO - *Netherlands Organisation for Applied Scientific Research*
- TNO2 - Modelo TNO2
- TNO/EAB - Modelo TNO/EAB
- UTP - *Unshielded twisted-pair*
- VDSL - *Very High Speed Digital Subscriber Line Transceivers*
- VDSL2 - *Very High Speed Digital Subscriber Line Transceivers 2*
- VUB - *Vrije Universiteit Brussel*
- VUB0 - Modelo VUB0
- VUB1 - Modelo VUB1

Lista de Símbolos

\in	-	Pertence
\approx	-	Aproximadamente
\gg	-	Muito maior
\ll	-	Muito menor
\forall	-	Para todo
\propto	-	Proporcional
€	-	Euro
$\mathbb{R}\{\bullet\}$	-	Parte real do parâmetro em questão
$\mathbb{S}\{\bullet\}$	-	Parte imaginária do parâmetro em questão
$\mathcal{F}\{\bullet\}$	-	Transformada de Fourier do parâmetro em questão
$\mathcal{F}^{-1}\{\bullet\}$	-	Transformada inversa de Fourier do parâmetro em questão
$\xrightarrow{\mathcal{H}}$	-	Transformada de Hilbert
$ \bullet $	-	Módulo do parâmetro em questão
$\angle\bullet$	-	Fase do parâmetro em questão
j	-	Unidade imaginária ($\sqrt{-1}$)
π	-	Pi
f	-	Frequência
f_1	-	Frequência mais alta utilizada
w	-	Frequência angular
t	-	Tempo
ns	-	Nanosegundo
μs	-	Microsegundo
s	-	Segundo
v_{po}	-	Velocidade de propagação da onda

d	- Comprimento do cabo
dz	- Unidade de comprimento genérica
T_{pd}	- Atraso de propagação
$u_p(f)$	- Velocidade de fase
dB	- Decibel
kHz	- Quilohertz
MHz	- Megahertz
mm	- Milímetro
m	- Metro
km	- Quilômetro
m/s	- Metro por segundo
Mb/s	- Megabits por segundo
Gb/s	- Gigabits por segundo
Ω	- Ohm
H/m	- Henry por metro
F/m	- Farad por metro
S/m	- Siemens por metro
$R, R(f)$	- Resistência em série
$L, L(f)$	- Indutância em série
$C, C(f)$	- Capacitância em paralelo
$G, G(f)$	- Condutância em paralelo
$Z, Z(f)$	- Impedância em série
$Y, Y(f)$	- Admitância em paralelo
$\gamma, \gamma(f)$	- Constante de propagação
$Z_0, Z_0(f)$	- Impedância característica
$\alpha, \alpha(f)$	- Constante de atenuação
$\beta, \beta(f)$	- Constante de fase
$Z_{sc}(f)$	- Impedância de entrada de circuito fechado
$Z_{oc}(f)$	- Impedância de entrada de circuito aberto
$A(f)$	- Parâmetro A da matriz ABCD

$B(f)$	-	Parâmetro B da matriz ABCD
$C(f)$	-	Parâmetro C da matriz ABCD
$D(f)$	-	Parâmetro D da matriz ABCD
T_s	-	Matriz ABCD do segmento de cabo serial
T_{bt}	-	Matriz ABCD da <i>bridged tap</i>
T_{tot}	-	Matriz ABCD total de um enlace
$A_{tot}(f)$	-	Parâmetro A da matriz ABCD total
$B_{tot}(f)$	-	Parâmetro B da matriz ABCD total
$C_{tot}(f)$	-	Parâmetro C da matriz ABCD total
$D_{tot}(f)$	-	Parâmetro D da matriz ABCD total
n_s	-	Número de segmentos de um enlace
$H(f)$	-	Função de transferência ou resposta em frequência
$h(t)$	-	Resposta ao impulso
Z_s	-	Impedância da fonte
Z_l	-	Impedância da carga
Z_{ref}	-	Impedância de referência
$S_{21}(f)$	-	Parâmetro de espalhamento de transmissão da porta 1 para a porta 2
$S_{11}(f)$	-	Parâmetro de espalhamento de reflexão da porta 1
$S_{22}(f)$	-	Parâmetro de espalhamento de reflexão da porta 2
$S_{12}(f)$	-	Parâmetro de espalhamento de transmissão da porta 2 para a porta 1
M	-	Número de parâmetros que compõe um modelo de cabo
N	-	Número de equações que compõe um modelo de cabo
Γ	-	Conjunto de equações que compõe um modelo de cabo
Γ_x	-	Equação ' x ' do modelo de cabo
Θ	-	Conjunto de parâmetros que compõe um modelo de cabo
Θ_x	-	Parâmetro ' x ' do modelo de cabo
$\hat{\Theta}$	-	Conjunto de valores estimados para os parâmetros do modelo de cabo
$\hat{\Theta}_x$	-	Valor estimado para o parâmetro ' x ' do modelo de cabo
Ξ	-	Dados utilizados no procedimento de análise
$\mathcal{A}\{\Xi\}$	-	Procedimento de análise utilizando os dados Ξ

- DC - Corrente contínua
- r_{oc} - Parâmetro do modelo BT0 para a resistência DC
- a_c - Parâmetro do modelo BT0 para controle da atenuação do efeito pelicular
- l_0 - Parâmetro do modelo BT0 para a indutância em baixas frequências
- l_∞ - Parâmetro do modelo BT0 para a indutância em altas frequências
- f_m - Parâmetro do modelo BT0 para transição entre indutâncias de baixas e altas frequências
- b - Parâmetro do modelo BT0 para transição entre indutâncias de baixas e altas frequências
- c_0 - Parâmetro do modelo BT0 para a capacitância em baixas frequências
- c_∞ - Parâmetro do modelo BT0 para a capacitância em altas frequências
- ce - Parâmetro do modelo BT0 que controla o ajuste da curva da capacitância
- g_0 - Parâmetro do modelo BT0 que controla a magnitude das perdas do dielétrico
- ge - Parâmetro do modelo BT0 que controla o decline na curva das perdas do dielétrico
- R_0 - Parâmetro do modelo BT0_H para a resistência DC
- $L_\infty^{(H)}$ - Parâmetro do modelo BT0_H para a indutância em altas frequências
- $C_\infty^{(H)}$ - Parâmetro do modelo BT0_H para a capacitância em altas frequências
- v - Parâmetro do modelo BT0_H para controle da atenuação do condutor
- ϕ - Frequência normalizada do modelo BT0_H
- $Q(\phi)$ - Resistência normalizada do modelo BT0_H
- $\Lambda(\phi)$ - Transformada de Hilbert de $Q(\phi)$
- σ - Parâmetro do modelo VUB para a condutividade elétrica dos condutores
- ε_r - Parâmetro do modelo VUB para a permissividade elétrica do isolante
- μ_r - Parâmetro do modelo VUB para a permeabilidade magnética do isolante
- μ_0 - Parâmetro do modelo VUB para a permeabilidade magnética no espaço livre
- a - Parâmetro do modelo VUB para o raio dos condutores
- D - Parâmetro do modelo VUB para a distância entre o centro dos condutores
- R_0 - Parâmetro do modelo VUB para a resistência DC
- b - Parâmetro do modelo VUB para o raio do material isolante em volta dos condutores

$\psi(f)$	- Função do modelo VUB para o efeito de proximidade
$J_i(x)$	- Função de Bessel complexa de primeiro tipo de ordem i
S_1	- Parâmetro auxiliar do modelo VUB para o cálculo de $Z(f)$
S_2	- Parâmetro auxiliar do modelo VUB para o cálculo de $Z(f)$
u	- Parâmetro auxiliar do modelo VUB para o cálculo de $Z(f)$
a_1	- Parâmetro auxiliar do modelo VUB para o cálculo de $Z(f)$
a_2	- Parâmetro auxiliar do modelo VUB para o cálculo de $Z(f)$
a_3	- Parâmetro auxiliar do modelo VUB para o cálculo de $Z(f)$
a_4	- Parâmetro auxiliar do modelo VUB para o cálculo de $Z(f)$
$\tan\delta(f)$	- Parâmetro do modelo VUB para o ângulo de perda dielétrica
$Z_{0\infty}$	- Parâmetro dos modelos TNO2 e TNO/EAB para o valor assintótico da impedância característica em altas frequências
R_{s0}	- Parâmetro dos modelos TNO2 e TNO/EAB para a resistência DC
$L_{s\infty}$	- Parâmetro dos modelos TNO2 e TNO/EAB para a indutância em altas frequências
C_{p0}	- Parâmetro dos modelos TNO2 e TNO/EAB para a capacitância em baixas frequências
ω_s	- Frequência angular dos modelos TNO2 e TNO/EAB a partir de onde o efeito pelicular é dominante
ϕ	- Parâmetro dos modelos TNO2 e TNO/EAB para o ângulo de perda dielétrica
ω_d	- Frequência angular dos modelos TNO2 e TNO/EAB a partir de onde a perda dielétrica é manifestada
η_{VF}	- Parâmetro dos modelos TNO2 e TNO/EAB para o fator de velocidade
q_H	- Parâmetro de correção empírico dos modelos TNO2 e TNO/EAB
q_L	- Parâmetro de correção empírico dos modelos TNO2 e TNO/EAB
q_x	- Parâmetro de correção empírico dos modelos TNO2 e TNO/EAB
q_y	- Parâmetro de correção empírico dos modelos TNO2 e TNO/EAB
c_0	- Velocidade da luz
q_c	- Parâmetro do modelo TNO/EAB para melhor ajuste de $Y(f)$

$H_{FEXT}(f)$	- Função de transferência de FEXT
$H_{FEXT,1\%}(f)$	- Função de transferência de FEXT derivada a partir de um modelo de 1% de pior caso
K_{xf}	- Parâmetro empírico dos modelos FEXT de 1% de pior caso da ETSI e da TNO
f_0	- Frequência de referência dos modelos FEXT de 1% de pior caso da ETSI e da TNO
L_a	- Comprimento de acoplamento dos modelos FEXT de 1% de pior caso da ETSI e da TNO
L_0	- Comprimento de referência dos modelos FEXT de 1% de pior caso da ETSI e da TNO
$X_{dB}(f)$	- Variável aleatória de modelos estocásticos de FEXT para modelar as variações de amplitude
$\varphi(f)$	- Variável aleatória de modelos estocásticos de FEXT para modelar as o acoplamento de fase
G_0	- Parâmetro do modelo proposto para $Y(f)$ que controla a magnitude das perdas do dielétrico
C_∞	- Parâmetro do modelo proposto para $Y(f)$ para a capacitância em altas frequências
k_1	- Parâmetro dos modelos KM1 e Chen para controle da atenuação do efeito pelicular
k_2	- Parâmetro dos modelos KM1 e Chen para controle da atenuação das perdas do dielétrico
k_3	- Parâmetro dos modelos KM1 e Chen para controle da fase linear
k_4	- Parâmetro do modelo KM2 para atenuação da resistência DC
k_5	- Parâmetro do modelo KM3 para ajuste fino da atenuação em baixas frequências
h_1	- Parâmetro do modelo HM1 para aproximação de ordem zero de $Z_0(f)$
h_2	- Parâmetro do modelo HM1 que controla o comportamento de $Z_0(f)$ entre as regiões de baixas e altas frequências

h_3	- Parâmetro do modelo HM1 para o valor assintótico da parte imaginária de $Z_0(f)$ em altas frequências
K_0	- Parâmetro de ajuste fino do modelo CEI/IEC
K_1	- Parâmetro de ajuste fino do modelo CEI/IEC
K_2	- Parâmetro de ajuste fino do modelo CEI/IEC
K_3	- Parâmetro de ajuste fino do modelo CEI/IEC
L_0	- Parâmetro de ajuste fino do modelo CEI/IEC
L_1	- Parâmetro de ajuste fino do modelo CEI/IEC
L_2	- Parâmetro de ajuste fino do modelo CEI/IEC
L_3	- Parâmetro de ajuste fino do modelo CEI/IEC
n	- Total de pontos em frequência de uma medição de cabo
i	- Índice de um ponto em frequência medido
E	- Erro quadrático
D3-H5	- Topologia de referência do padrão G.fast
D4-H5	- Topologia de referência do padrão G.fast
D4-H3	- Topologia de referência do padrão G.fast
B05a	- Representação do cabo CAD55 nas topologias de referência G.fast
B05u	- Representação do cabo CAD55 nas topologias de referência G.fast
B05cw	- Representação do cabo CAD55 nas topologias de referência G.fast
B05???	- Representação do cabo CAD55 nas topologias de referência G.fast
dBm/Hz	- Decibel-miliwatts por Hertz
x	- Sub-portadora do sistema DMT
y	- Índice da sub-portadora do sistema DMT
X	- Total de sub-portadoras do sistema DMT
r	- Linha de usuário do sistema DMT
$h_{r,r}^x$	- Função de transferência da linha r no tom x
p_r^x	- PSD de transmissão da linha r no tom x
σ_r^x	- PSD do ruído externo da linha r no tom x
b_r^x	- Número de bits da linha r no tom x
R_r	- Taxa total de bits para a linha r

- f_s - Taxa de símbolo DMT
- Γ_{SNR} - *Gap* de SNR
- Δ - Margem
- G_c - Ganho de código
- op - Operação matemática
- Q_{op} - Número de ocorrências da operação matemática
- P_{op} - Peso da operação matemática

Capítulo 1

Introdução

A qualidade de vida e a economia moderna dependem cada vez mais da disponibilidade de redes de acesso à banda larga de baixo custo. A demanda por taxas de dados cada vez maiores alimenta o desenvolvimento e implantação de novos serviços, tais como *triple-play* e *mobile backhauling* [1]. Hoje em dia, a linha digital do assinante assimétrica (ADSL, ADSL2 e ADSL2+) [2, 3, 4] ainda representa a principal tecnologia de acesso à banda larga fixa [5], reutilizando a rede de acesso de cobre (antiga planta telefônica) desde a central da operadora (*central office* - CO) até a residência do usuário, através de enlaces de até 7 km. Gradativamente, o ADSL está sendo substituído pela tecnologia de linha digital do assinante de alta velocidade (VDSL e VDSL2) [6, 7], que trabalha com sinais de até 30 MHz sobre linhas de cobre de par-trançado mais curtas. Para enlaces de aproximadamente 1,5 km, o VDSL proporciona taxas de transmissão bastante superiores quando comparado ao ADSL.

Taxas ainda maiores são conseguidas através de *fiber-to-the-home* (FttH) [8], levando *links* de fibra ótica desde a operadora até o usuário final. Entretanto, existem duas barreiras econômicas que limitam a expansão de FttH [9, 10]. Primeiramente, os custos de instalação da rede aumentam gradativamente a medida em que a fibra chega mais perto do usuário. Por conta disso, o último trecho de distribuição, tipicamente variando entre 20 e 200 m, se torna a parte mais cara da topologia, onde normalmente são necessárias obras para aterramento dos enlaces de fibra individuais para cada usuário, dentre outras preocupações com infraestrutura. Aliado a isso, os custos de instalação de fibra dentro de cada residência são bem maiores que a reutilização do cabeamento de par-trançado já existente. Deste modo, se o cabeamento telefônico já instalado for utilizado como o último trecho de transmissão, estas despesas e dificuldades podem ser evitadas. De acordo com [9], os custos de escavação, aterramento e instalação de FttH para 300 usuários típicos podem ultrapassar € 3,5 milhões de euros, enquanto que, se o enlace de par-trançado já existente for reutilizado, os custos caem para

aproximadamente € 0,5 milhões de euros; uma diferença significativa de € 3,0 milhões de euros.

1.1 O padrão G.fast

As vantagens econômicas do uso de tecnologias híbridas compostas por fibra ótica e cabos de cobre, levaram a indústria e a academia a iniciar o desenvolvimento da quarta geração dos sistemas DSL [9, 10]. Dentro deste contexto, destaca-se a padronização da tecnologia G.fast [11, 12], onde *fast* significa *fast access to subscriber terminals*, que vem sendo desenvolvida desde 2011 pelo grupo Q4/15 da União Internacional de Telecomunicações (*International Telecommunication Union - ITU*). Estima-se que a finalização do padrão ocorra em Dezembro de 2014. Grandes empresas, operadoras e universidades de todo o mundo estão envolvidas neste processo, onde destacam-se: Ericsson AB (EAB), Alcatel-Lucent, British Telecom (BT), Swisscom, TNO, Lantiq, Marvell Technology, Ikanos, dentre outras.

O padrão G.fast espera atingir taxas máximas agregadas (*downstream+upstream*) próximas de 1 Gb/s, além de taxas mínimas superiores a 150 Mb/s. Para alcançar tais taxas, o ITU conceberá ao G.fast um perfil de transmissão inicial com largura de banda de aproximadamente 106 MHz, e espaçamento entre portadoras de 51,75 kHz. Um segundo perfil com largura de banda de aproximadamente 212 MHz também será padronizado na sequência [11]. Considerando que a atenuação sobre um cabo de par-trançado é diretamente proporcional ao aumento da frequência do sinal e ao aumento do comprimento do cabo, estima-se que tais taxas serão realizáveis devido ao uso de cabos com comprimento reduzido, tipicamente variando entre 20 e 200 m.

Uma comparação entre o G.fast e as tecnologias DSL mais antigas, em termos de taxas alcançadas, frequência máxima de transmissão e comprimento típico dos enlaces de cobre utilizados nas topologias é mostrada na Figura 1.1.

1.2 Aplicação de Modelos de Cabo no Desenvolvimento do G.fast

Um dos pontos principais para o desenvolvimento do G.fast é a caracterização precisa do enlace presente entre o último ponto de distribuição ótico e o *transceptor* instalado na residência do usuário. As taxas de bits obtidas através do G.fast dependem diretamente das

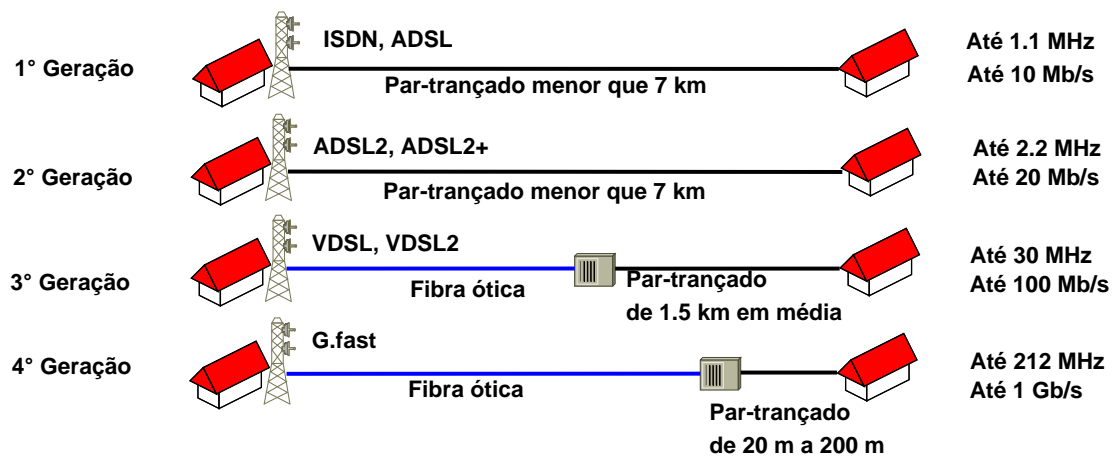


Figura 1.1: Comparação entre o padrão G.fast e tecnologias DSL mais antigas.

características elétricas dos cabos utilizados, tais como a função de transferência (ou resposta em frequência) e o *crosstalk*. Um dos objetivos da modelagem dos cabos é estimar essas taxas através de simulações realísticas do comportamento do canal de transmissão.

Em outras palavras, a modelagem das linhas metálicas abre caminho para estudos que podem prever o comportamento de transmissão dos enlaces em condições arbitrárias, e podem ser utilizados para testar novos algoritmos de processamento de sinal que irão impactar diretamente no desenvolvimento dos transceptores G.fast. Por exemplo, esquemas de modulação e codificação podem ser testados de maneira eficiente utilizando modelos de cabo. Além disso, tais modelos evitam trabalhar com grandes bases de dados contendo medições das características de transmissão das linhas reais.

Uma outra aplicação importante dos modelos de cabo é dar suporte a processos de identificação de topologia de linha (*line topology identification* - LTI) [13, 14, 15]. Não é raro que operadoras de banda larga encontrem dificuldades ao tentar estimar as características de suas redes de acesso de cobre, uma vez que, em muitos casos, os cabos foram instalados ali há décadas e não há documentação técnica disponível. Mesmo quando essa documentação existe, em muitos casos ela está desatualizada, e não é certo que as informações ali contidas são apropriadas para uma boa predição das características dos enlaces. Os modelos de cabo podem ser utilizados por técnicas LTI, afim de estimar, por exemplo, o tipo e número de seções, bem como o diâmetro e comprimento dos cabos utilizados em um determinado enlace metálico G.fast.

1.3 Definição do Problema

Hoje em dia, muitos modelos paramétricos de cabos de par-trançado são encontrados na literatura, por exemplo [16, 17, 18, 19, 20, 21, 13, 22], operando sobre o espectro VDSL (até 30 MHz). Entretanto, como descrito em [23, 24, 25, 26], esses modelos não levam em consideração efeitos importantes que ocorrem em altas frequências (nesse caso até centenas de MHz), e a extrapolação direta desses modelos para frequências G.fast pode levar a resultados imprecisos. Por exemplo, muitos modelos tradicionais desconsideram fatores que agora são importantes, tal como os efeitos da condutância do cabo, que muitas vezes são considerados nulos.

Um outro aspecto no qual alguns modelos conhecidos falham é a causalidade. Muitos resultados podem ser obtidos através de simulações no domínio da frequência, tal como as estimativas das taxas de bits através de equações de capacidade de canal que dependem da densidade espectral de potência (*power spectral density* - PSD) do sinal transmitido e da resposta em frequência do canal. Entretanto, o comportamento dinâmico dos sistemas DSL mostra-se importante, por exemplo, para a modelagem do impacto de ruídos impulsivos ou para a estimação correta do prefixo-cíclico do símbolo DMT. Deste modo, em simulações no domínio do tempo, modelos de cabo não-causais devem ser claramente evitados.

1.4 Resumo dos Objetivos

Com objetivo de aumentar a gama de opções daqueles que trabalham com cabos curtos em frequências G.fast, este trabalho apresenta novos modelos paramétricos para a caracterização de cabos de cobre de par-trançado curtos que operam em frequências ainda inexploradas pelos atuais padrões DSL (acima de 30 MHz). Os modelos propostos têm como principais características:

- a) Suportam frequências de até centenas de MHz (por exemplo, 100 ou 200 MHz);
- b) Têm poucos parâmetros (2, 3, 4 ou 5);
- c) São causais (ou seja, fisicamente realizáveis no domínio do tempo);
- d) Podem ser ajustados através de procedimentos relativamente fáceis e de baixo custo computacional (não requerem técnicas de otimização iterativas multi-variável durante o processo de ajuste dos valores de seus parâmetros junto a dados medidos).

De modo mais específico, a tese de Doutorado aqui apresentada concentra-se no estudo e desenvolvimento de modelos paramétricos para cabos de cobre utilizados em enlaces metálicos de sistemas G.fast. Os resultados obtidos durante a pesquisa são descritos neste documento, e apresentam uma família de modelos empíricos baseados em aproximações de altas frequências da constante de propagação e da impedância característica, que em conjunto mostraram ser perfeitamente adaptados para modelagem de topologias metálicas compostas tanto por segmentos individuais quanto por segmentos múltiplos, além de conseguirem caracterizar com eficiência fatores limitantes de desempenho como os efeitos causados pela presença de *bridged taps* ao longo dos enlaces.

O modelo mais simples para a constante de propagação apresentado neste trabalho pode ser visto como uma versão causal do modelo de Chen descrito em [20]. De modo similar, o modelo proposto para a impedância característica pode ser visto como uma alternativa ao modelo não-causal definido pelo padrão da *Commission Électrotechnique Internationale/International Electrotechnical Commission* (CEI/IEC) em [27].

1.5 Organização do Trabalho

O restante do trabalho está organizado da seguinte maneira:

Capítulo 2 - O Capítulo 2 descreve as características físicas e elétricas dos cabos e enlaces que compõe a rede de acesso de cobre, ou seja, o meio físico por onde os sinais DSL/G.fast são transmitidos. Características físicas típicas como o diâmetro e a disposição dos condutores metálicos, o material de isolamento, a qualidade de transmissão das linhas e a presença das *bridged taps* ao longo dos enlaces, são debatidas. Em termos de características elétricas, conceitos fundamentais da teoria de linhas de transmissão são revisados, tais como a caracterização dos cabos e enlaces através de seus coeficientes primários, coeficientes secundários, impedâncias de entrada, matrizes ABCD, parâmetros de espalhamento, funções de transferência e respostas ao impulso.

Capítulo 3 - O Capítulo 3 apresenta uma taxonomia e faz uma revisão dos principais modelos de cabo existentes na literatura. Os modelos são classificados de acordo com as suas características mais importantes, tais como: a natureza dos parâmetros e equações, a causalidade no domínio do tempo, o suporte a frequências de até centenas de MHz e a facilidade no processo de ajuste dos seus parâmetros junto a dados medidos. Alguns dos modelos de cabo mais utilizados são comentados de maneira mais aprofundada. Por fim, uma revisão sobre modelos de canal de *crosstalk* é feita.

Capítulo 4 - O Capítulo 4 contém a principal contribuição dessa tese. Ele apresenta novos modelos paramétricos causais para caracterização de cabos de cobre em frequências de até centenas de MHz. O texto inicia com a derivação de um novo modelo para a admitância em paralelo. Em seguida, novos modelos simplificados para a impedância característica e constante de propagação são desenvolvidos. Por fim, a metodologia utilizada para ajustar os valores dos parâmetros dos modelos junto a dados medidos é discutida, e um novo modelo de cabo denominado KHM capaz de caracterizar enlaces metálicos compostos tanto por segmentos individuais quanto por segmentos múltiplos é apresentado, tendo como base os modelos simplificados para a impedância característica e constante de propagação previamente descritos.

Capítulo 5 - O Capítulo 5 apresenta experimentos e simulações computacionais utilizando o modelo KHM desenvolvido. Os resultados dos experimentos são obtidos tendo como base dados provenientes de medições laboratoriais de linhas de cobre curtas em altas frequências, além de dados simulados representando três topologias de referência do padrão G.fast. A precisão do modelo proposto para caracterização de enlaces metálicos de diferentes tipos, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, é analisada. Por fim, indicativos da baixa complexidade computacional associada ao modelo são discutidos, e a conexão entre o modelo proposto para a admitância em paralelo e o modelo desenvolvido pela *Netherlands Organisation for Applied Scientific Research (TNO)* é apresentada.

Capítulo 6 - O Capítulo 6 discute as conclusões e faz as considerações finais deste trabalho.

Apêndice A - O Apêndice A apresenta as publicações científicas alcançadas durante o período de realização do mesmo.

Por fim, é importante informar que alguns termos em destaque no texto são grafados em *itálico*, assim como todas as palavras e jargões técnicos em língua estrangeira.

Capítulo 2

A Rede de Acesso de Cobre

2.1 Características Físicas dos Cabos e Enlaces

Cabos da rede de acesso de cobre são tipicamente compostos por um ou mais pares de fios de cobre cilíndricos, que podem ser fisicamente trançados ou não-trançados. Os pares são trançados com o objetivo de reduzir os efeitos de interferências eletromagnéticas e *crosstalk* (diafonia) nos condutores metálicos.

Cada fio de cobre dentro dos cabos é coberto por algum tipo de material isolante (dielétrico), tal como polietileno (PE) ou policloreto de polivinila (PVC). Além disso, uma fita de alumínio ondulada também pode ser utilizada para blindar os fios e protegê-los contra interferências de fontes externas. Nesse contexto, cabos de pares-trançados blindados (*shield twisted-pairs* - STP) são mais protegidos que os cabos de pares-trançados não-blindados (*unshielded twisted-pairs* - UTP).

Os cabos podem ser classificados em diferentes categorias (por exemplo, Categoria 3, Categoria 5, Categoria 6, etc), de acordo com as suas qualidades de transmissão e robustez ante a ruído. As qualidades de transmissão do cabo são geralmente definidas pelo seu nível de atenuação em frequências específicas [28]. Por exemplo, as características de transmissão de um cabo Categoria 5 (Cat5) são melhores que aquelas observadas em um cabo de Categoria 3 (Cat3).

Os cabos também são caracterizados pelo diâmetro (bitola) dos seus fios. O Instituto de Padrões de Telecomunicações Europeu (*European Telecommunications Standards Institute* - ETSI) define o diâmetro em milímetros, com valores típicos variando na faixa entre 0,9 mm e 0,32 mm. O Instituto de Padrões Nacional Americano (*American National Standards Institute* - ANSI) define o diâmetro usando a notação da bitola de fio americano (*American wire gauge*

- AWG), com valores típicos variando na faixa entre 19 AWG e 26 AWG [29].

Em geral, a rede de acesso de cobre consiste de múltiplas seções de cabo conectadas, e diferentes cabos são utilizados em diferentes seções. Cabos de pares-trançados são comumente empregados até as seções de última queda (*final drop sections*), enquanto que cabos de pares não-trançados (paralelos) são encontrados mais frequentemente em cabeamento residencial (*in-home wiring*). A localização física das linhas também muda ao longo dos enlaces. Por exemplo, os cabos podem ser aéreos (suspensos em postes), enterrados (diretamente na terra) ou subterrâneos (protegidos por um conduíte dedicado).

A distribuição dos cabos em uma rede de acesso de cobre típica é ilustrada na Figura 2.1. Na maioria das vezes, as centrais de operadora conectam-se a até 100.000 usuários, utilizando para isso cabos de alimentação (*feeder cables*) contendo até 10.000 pares-trançados cada. Os cabos de alimentação podem atingir até 6 km de comprimento, e terminam nos pontos primários de conexão. A partir desses locais, seguem os cabos de distribuição (*distribution cables*), que são compostos por até 1.000 pares e levam o serviço a até 3.000 usuários por ponto primário de conexão. O comprimento dos cabos de distribuição é em torno de 1,5 km. Por fim, os cabos de distribuição conectam-se aos cabos de última queda, responsáveis pela conexão entre o cabeamento residencial e o resto da rede [30].

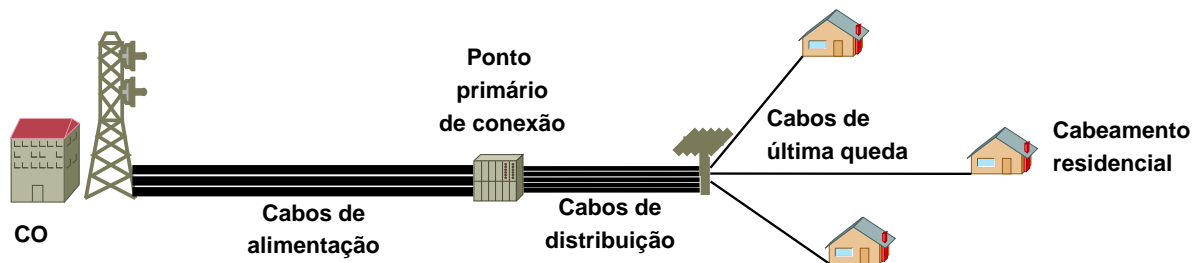


Figura 2.1: Distribuição dos cabos em uma rede de acesso de cobre típica.

Para implantação da tecnologia G.fast, entretanto, as redes de acesso de cobre devem ser reestruturadas de modo que tanto os cabos de alimentação quanto os cabos de distribuição devem ser substituídos por cabos de fibra ótica, reduzindo assim os enlaces metálicos às conexões entre o último ponto de distribuição ótico (*last distribution point*, ou *last-DP*) e os cabos de última queda + cabeamento residencial, como ilustrado na Figura 2.2.

2.1.1 *Bridged Tap*

Bridged taps (derivações) são segmentos de cabos metálicos, conectados a um enlace da rede em uma ponta e não terminados na outra ponta [29]. Estima-se que aproximadamente 80% dos enlaces da rede de acesso de cobre dos Estados Unidos possuem *bridged taps* [30]. O

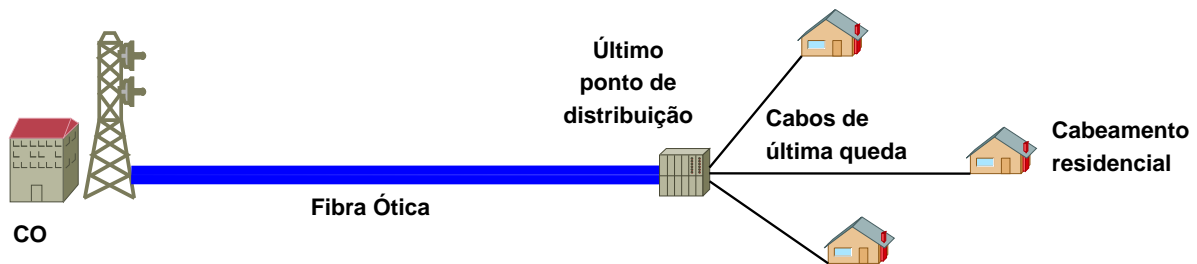


Figura 2.2: Distribuição dos cabos em uma rede de acesso G.fast.

objetivo das *bridged taps* é permitir que qualquer par de fios dentro de um cabo seja utilizado, ou reutilizado, ao longo do enlace, afim de atender qualquer assinante naquele trecho de distribuição. Isso ocorre já que em muitos casos a expansão da rede vai a frente da demanda pelos serviços vinda por parte dos consumidores. Sendo assim, é vantajoso deixar disponível ao longo dos enlaces cabos com potencial para uso futuro, funcionando como um ponto adicional de conexão. A Figura 2.3 ilustra um enlace de cobre a partir da *last-DP*, contendo duas *bridged taps* instaladas pela operadora como ponto adicional de conexão para novos assinantes.

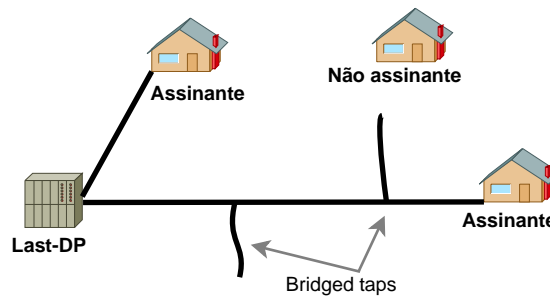


Figura 2.3: Enlace de cobre contendo duas *bridged taps*.

Se pelo lado do aproveitamento das linhas e reuso da rede, as *bridged taps* trazem benefícios aos operadores; pelo lado da integridade dos sinais transmitidos, elas podem ser um grande fator limitante no desempenho dos serviços prestados. A reflexão causada pela não terminação das *bridged taps* resulta em perda de sinal e distorções (por exemplo, vales na resposta em frequência do canal). Em cenários de pior caso, tais como aqueles que possuem *bridged taps* com condutores de diâmetros largos e comprimentos iguais a $1/4$ do comprimento de onda dos sinais transmitidos¹, a atenuação causada pode variar entre 3 e 6 dB [30], diminuindo a capacidade de transmissão na linha e tornando o desenvolvimento de equalizadores e canceladores de eco ainda mais complexo. Por conta disso, muitos países europeus tentam limitar o número de *bridged taps* em suas redes de acesso de cobre.

¹Onde há máxima interferência destrutiva entre o sinal direto e o sinal de retorno refletido da extremidade da *bridged tap*.

2.2 Características Elétricas dos Cabos e Enlaces

De acordo com a teoria da linha de transmissão clássica [31], as características elétricas dos cabos de pares de fios de cobre são determinadas pelos seus *coeficientes primários* dependentes da frequência: a *resistência em série* $R(f)$, a *indutância em série* $L(f)$, a *condutância em paralelo* $G(f)$, e a *capacitância em paralelo* $C(f)$. Esses coeficientes compõem a *impedância em série*

$$Z(f) = R(f) + j2\pi fL(f) \quad (2.1)$$

e a *admitância em paralelo*

$$Y(f) = G(f) + j2\pi fC(f). \quad (2.2)$$

Os valores dos coeficientes primários são expressos por unidade de comprimento. Sendo assim eles devem ser propriamente escalados pelo sistema métrico adotado para análise (por exemplo, metro, milha, quilômetro, etc). O modelo clássico de linha de transmissão para um segmento de cabo de cobre, por unidade de comprimento dz , é ilustrado na Figura 2.4. A dependência em f de $RLGC$ é omitida por simplicidade na Figura 2.4.

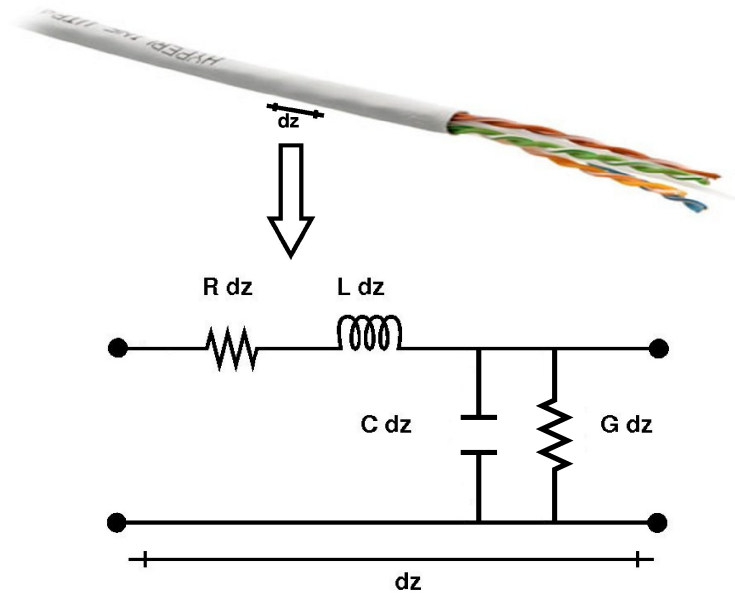


Figura 2.4: Modelo de linha de transmissão para um segmento de cabo de comprimento dz .

A partir dos coeficientes primários, pode-se derivar os *coeficientes secundários*: a *impedância característica*

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{Z(f)}{Y(f)}} \quad (2.3)$$

e a constante de propagação²

$$\gamma(f) = \sqrt{Z(f)Y(f)}. \quad (2.4)$$

Escrevendo a constante de propagação como um número complexo, obtem-se

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f), \quad (2.5)$$

onde $\alpha(f)$ é a constante de atenuação e $\beta(f)$ é a constante de fase. De maneira semelhante, tendo em mãos os coeficientes secundários é possível derivar os coeficientes primários através de

$$R(f) = \mathbb{R}\{\gamma(f)Z_0(f)\} = \mathbb{R}\{Z(f)\}, \quad (2.6)$$

$$L(f) = \frac{1}{2\pi f} \mathfrak{S}\{\gamma(f)Z_0(f)\} = \frac{1}{2\pi f} \mathfrak{S}\{Z(f)\}, \quad (2.7)$$

$$G(f) = \mathbb{R}\left\{\frac{\gamma(f)}{Z_0(f)}\right\} = \mathbb{R}\{Y(f)\}, \quad (2.8)$$

$$C(f) = \frac{1}{2\pi f} \mathfrak{S}\left\{\frac{\gamma(f)}{Z_0(f)}\right\} = \frac{1}{2\pi f} \mathfrak{S}\{Y(f)\}. \quad (2.9)$$

Do ponto de vista da integridade do sinal, os coeficientes secundários podem ser derivados a partir das impedâncias de entrada de circuito aberto e circuito fechado, $Z_{oc}(f)$ e $Z_{sc}(f)$, através de [29]

$$Z_0(f) = \sqrt{Z_{oc}(f)Z_{sc}(f)} \quad (2.10)$$

e

$$\gamma(f) = \frac{1}{d} \tanh^{-1} \left(\sqrt{\frac{Z_{sc}(f)}{Z_{oc}(f)}} \right), \quad (2.11)$$

onde d é o comprimento do cabo. Do mesmo modo, tendo disponível $\gamma(f)$ e $Z_0(f)$, as impedâncias de entrada de circuito aberto e circuito fechado podem ser obtidas por

$$Z_{oc}(f) = Z_0(f) \coth(\gamma(f)d) \quad (2.12)$$

e

$$Z_{sc}(f) = Z_0(f) \tanh(\gamma(f)d), \quad (2.13)$$

respectivamente.

² $R(f)$, $L(f)$, $G(f)$, $C(f)$, $Z_0(f)$ e $\gamma(f)$ são consagradamente chamados na literatura de *parâmetros primários e secundários*. No entanto, neste trabalho optou-se por chama-los de *coeficientes primários e secundários*. O termo *parâmetros* é utilizado para identificar os *parâmetros dos modelos de cabo*, que são valores independentes da frequência.

Considerando-se a última seção da rede de acesso, ou para cenários de *backhaul* móvel (*mobile backhauling*)³, pode-se ter apenas um único segmento de cabo e então é suficiente usar $\gamma(f)$ para se obter a *função de transferência* do enlace $H(f)$. Assumindo-se uma linha homogênea⁴ perfeitamente terminada⁵, a função de transferência é dada por

$$H(f) = e^{-d\gamma(f)}. \quad (2.14)$$

Entretanto, para enlaces metálicos mais complexos, tais como aqueles compostos por múltiplos segmentos de cabo, com variação no diâmetro dos fios, *bridged taps*, etc, a modelagem clássica da rede de duas portas (*two-port network modeling*) é usada para construir um equivalente elétrico descrito pelas matrizes ABCD obtidas a partir dos coeficientes primários ou secundários de cada segmento. Assumindo que cada segmento do enlace é uma linha de transmissão homogênea, a matriz ABCD para um segmento de cabo serial é dada por [20]

$$T_s = \begin{bmatrix} A(f) & B(f) \\ C(f) & D(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma(f)d) & Z_0(f) \sinh(\gamma(f)d) \\ \frac{\sinh(\gamma(f)d)}{Z_0(f)} & \cosh(\gamma(f)d) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

e a matriz ABCD para uma *bridged tap* é dada por

$$T_{bt} = \begin{bmatrix} A(f) & B(f) \\ C(f) & D(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\tanh(\gamma(f)d)}{Z_0(f)} & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

A matriz ABCD total que caracteriza a topologia é obtida pelo produto das matrizes ABCD de cada segmento. Para um enlace de n_s segmentos, a matriz ABCD total T_{tot} é dada por [20]

$$T_{tot} = T^{(1)} \times T^{(2)} \times \dots \times T^{(n_s)} = \begin{bmatrix} A_{tot}(f) & B_{tot}(f) \\ C_{tot}(f) & D_{tot}(f) \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

A partir da matriz T_{tot} é possível derivar a função de transferência do enlace baseada na perda de inserção (*insertion loss*)⁶ [20] por

$$H(f) = \frac{Z_l + Z_s}{A_{tot}(f)Z_l + B_{tot}(f) + C_{tot}(f)Z_sZ_l + D_{tot}(f)Z_s}, \quad (2.18)$$

³O *backhaul* móvel consiste em conectar as estações rádio base de tecnologias de comunicação sem fio ao resto da rede através de cabos metálicos. [1]

⁴Uma linha em que as propriedades elétricas e magnéticas do meio circunjacente aos condutores são as mesmas sempre.

⁵Uma linha que é terminada pela sua impedância característica. Quando uma linha é perfeitamente terminada não há descasamento de impedância no circuito e a onda refletida é zero.

⁶O uso da perda de inserção para caracterizar a função $H(f)$ é uma prática comum adotada por engenheiros de DSL [20, 29, 30].

onde Z_s e Z_l são as impedâncias da fonte e da carga, respectivamente, que casam ambos os lados do circuito da linha de transmissão. Valores na faixa entre 100 e 130 Ω são comumente usados para Z_s e Z_l .

A Figura 2.5 ilustra, através dos métodos descritos em (2.14) e (2.18), os procedimentos para obtenção da função de transferência de 3 tipos diferentes de enlaces metálicos (serial simples, serial múltiplo e serial múltiplo com *bridged tap*), tendo em mãos os valores dos coeficientes secundários (e parâmetros ABCD) para cada segmento de cabo que compõe as referidas topologias.

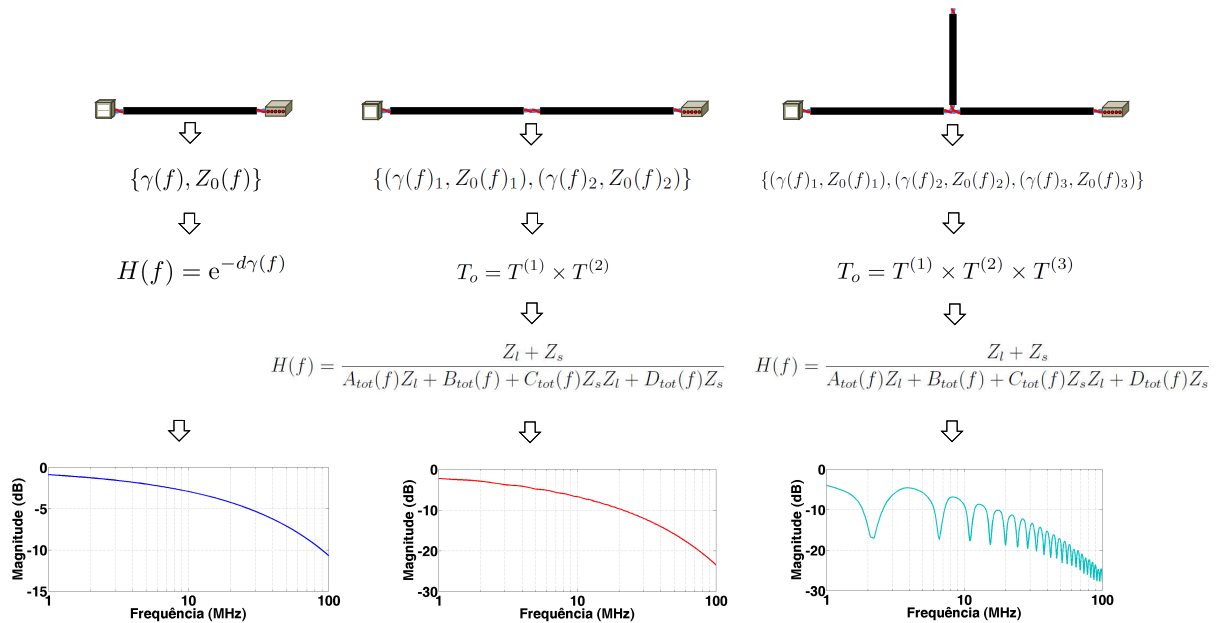


Figura 2.5: Métodos para obtenção da função de transferência de 3 enlaces distintos.

Como visto, os parâmetros da matriz ABCD são bastante eficientes para caracterizar enlaces metálicos compostos por múltiplos segmentos. Entretanto, na medida em que medições de cabo são envolvidas na análise, eles são menos adequados de se lidar, já que é difícil medi-los em altas frequências com precisão confiável. Em altas frequências, engenheiros e projetistas DSL preferem medir as potências transmitidas e refletidas na linha, em vez de lidar diretamente com parâmetros ABCD, que estão sujeitos a uma gama considerável de imprecisões devido à sensibilidade das medições. A técnica utilizada nesse caso é medir os parâmetros de espalhamento (*scattering parameters*, ou *S parameters*), que são definidos por coeficientes de transmissão e reflexão e podem ser medidos com alta precisão por analisadores de rede (*network analyzers* - NA) modernos [29].

Considerando o enlace metálico em análise como uma rede de duas portas, o parâmetro $S_{21}(f)$ é definido como o coeficiente de transmissão (da porta 1 para a porta 2), enquanto que o parâmetro $S_{11}(f)$ é o coeficiente de reflexão da porta 1. O mesmo se aplica aos coeficientes

$S_{12}(f)$ e $S_{22}(f)$, alterando-se nesse caso a porta em análise da porta 1 para a porta 2.

Tomando como referência a porta 1, e considerando-se a linha simétrica e recíproca tal que $S_{21}(f) = S_{12}(f)$ e $S_{11}(f) = S_{22}(f)$, os parâmetros de espalhamento relacionam-se com os coeficientes secundários da linha da seguinte forma [32, 33]

$$\gamma(f) = -\frac{\ln(S_{21}(f))}{d} \quad (2.19)$$

e

$$Z_0(f) = Z_{ref} \sqrt{\frac{(1 + S_{11}(f)^2) - S_{21}(f)^2}{(1 - S_{11}(f)^2) - S_{21}(f)^2}}, \quad (2.20)$$

onde Z_{ref} é uma impedância de referência que, assim como as impedâncias da fonte e da carga, tipicamente varia entre 100 e 130 Ω .

Por fim, é importante destacar que as características de dispersão no domínio do tempo das linhas metálicas são completamente definidas pela *resposta ao impulso* $h(t)$. De posse da função de transferência, é possível obter a resposta ao impulso da linha através de sua transformada inversa de Fourier

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H(f)\}. \quad (2.21)$$

Do mesmo modo, a função de transferência pode ser obtida através da transformada de Fourier da resposta ao impulso

$$H(f) = \mathcal{F}\{h(t)\}. \quad (2.22)$$

A causalidade da resposta ao impulso pode ser inferida através do atraso de propagação (*propagation delay*) $T_{pd} = d/v_{po}$, onde v_{po} é a velocidade de propagação da onda ⁷. Um sistema que apresente resposta ao impulso com energia significativa antes do tempo mínimo determinado pelo atraso de propagação é considerado não-causal. Ou seja, em um sistema fisicamente realizável, isto é, causal, a seguinte relação é sempre verdadeira

$$h(t) = 0, \quad \forall t < T_{pd}. \quad (2.23)$$

Esse requisito de causalidade para $h(t)$ impõe uma forte ligação entre as partes reais e imaginárias de $H(\omega)$, onde $\omega = 2\pi f$, que é expressa através das relações de Kramers-Kronig da seguinte maneira

⁷Para cabos isolados por polietileno, considera-se que a velocidade de propagação da onda assume valores em torno de 70% do valor da velocidade da luz, ou seja, aproximadamente 210×10^6 m/s.

$$\Re\{H(\omega)\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\Im\{H(x)\}}{\omega - x} dx \quad (2.24)$$

$$\Im\{H(\omega)\} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\Re\{H(x)\}}{\omega - x} dx. \quad (2.25)$$

As relações de Kramers-Kronig equivalem aos pares da transformada de Hilbert para um filtro linear passivo [34].

Note que através transformada de Hilbert é possível calcular a parte imaginária da função de transferência, tendo conhecimento apenas dos valores da parte real, ou vice versa. Além disso, como a resposta ao impulso de um sistema físico é sempre uma função real, sua transformada de Fourier tem uma propriedade especial. Os valores nas frequências positivas são relacionados com os valores das frequências negativas. Uma forma fechada de assegurar que as relações de Kramers-Kronig são válidas é garantir que

$$H(j\omega) = \text{conj}(H(-j\omega)) \quad (2.26)$$

seja válido para todas as frequências angulares ω sob análise [23].

2.2.1 Nota Sobre o Cálculo da Resposta ao Impulso

Em medições laboratoriais de cabos de cobre reais, as amostras de dados coletadas são sempre limitadas pela faixa de frequência de operação do equipamento de medição. Como essa faixa de frequência é finita, os dados são sempre truncados em um certo ponto de frequência por uma janela retangular padrão. Os efeitos dessa truncagem no domínio da frequência são oscilações na resposta ao impulso no domínio do tempo, que muitas vezes são impactantes o suficiente a ponto de degradar completamente a curva de $h(t)$. Por exemplo, a análise da causalidade da linha pode ficar completamente comprometida em respostas ao impulso que apresentem tais oscilações.

Por conta disso, durante a obtenção da resposta ao impulso de canais metálicos de banda larga a partir de funções de transferência medidas no domínio da frequência, é importante reduzir as oscilações no domínio do tempo (especialmente para cabos curtos⁸) devido à janela retangular padrão utilizada na truncagem dos dados. Neste trabalho, uma função de janelamento é aplicada em todas as operações que envolvem o cálculo de $h(t)$ a partir de $H(f)$. Essa função de janelamento é definida através de um filtro de Kaiser, e reduz

⁸Cabos curtos apresentam pouca atenuação no canal direto, por conta disso o nível de potência presente após a janela de truncagem é elevado, fazendo com que as oscilações no domínio do tempo sejam ainda mais notáveis.

consideravelmente os efeitos nocivos provocados pela truncagem das funções de transferência no domínio da frequência.

A Figura 2.6 ilustra os efeitos nocivos da truncagem retangular na resposta ao impulso de um cabo de cobre de 50 m. Para fins de comparação, a resposta ao impulso obtida utilizando a função de janelamento de Kaiser adotada neste trabalho também é mostrada.

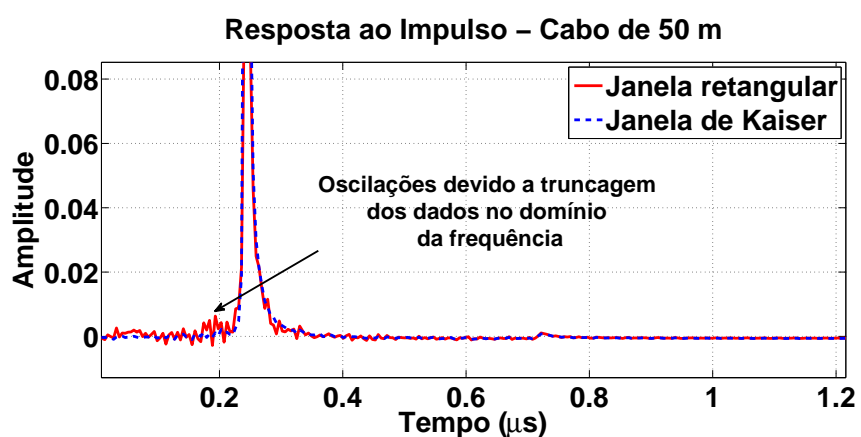


Figura 2.6: Efeitos da truncagem retangular na resposta ao impulso.

Capítulo 3

Revisão dos Modelos de Cabo

Existentes na Literatura

De maneira geral, os modelos de cabo de cobre tem como principal objetivo estimar o comportamento elétrico das linhas, através de equações paramétricas para os coeficientes primários e secundários. Este capítulo apresenta uma taxonomia baseada nas principais características de um modelo de cabo. Deste modo, um sumário contendo os modelos de cabo existentes na literatura é mostrado na Tabela 3.1, com as principais características sendo discutidas nas próximas subseções. Na Tabela 3.1, *Fís.* identifica um modelo físico e *G.fast* f um modelo desenvolvido para demonstrar bom comportamento em frequências G.fast ($f \in [2, 2, 212]$ MHz).

3.1 Parâmetros e Equações de Síntese

Um modelo de cabo é definido como um conjunto $\Theta = \{\Theta_1, \dots, \Theta_M\}$ de M parâmetros associado a um conjunto $\Gamma = \{\Gamma_1, \dots, \Gamma_N\}$ de N equações de síntese que são funções dos parâmetros Θ . Por exemplo, considerando que Γ_1 estima a resistência em série $R(f)$, ele pode ser escrito como $R_\Theta(f)$. Entretanto, por simplicidade, na Tabela 3.1 ele é apresentado apenas como R .

Tipicamente $N = 1, 2$ ou 4 e as equações de síntese descrevem os coeficientes primários $\Gamma = \{R(f), L(f), G(f), C(f)\}$, ou os coeficientes secundários $\Gamma = \{Z_0(f), \gamma(f)\}$ da linha. Como discutido anteriormente, se a aplicação permitir e (2.14) for suficiente, é possível modelar apenas a constante de propagação e ter $\Gamma = \{\gamma(f)\}$.

Tabela 3.1: Sumário dos modelos de cabo existentes na literatura.

Modelo	M	Γ	Fís.	Análise $\hat{\Theta} = \mathcal{A}\{\Xi\}$	Critério	G.fast f	Causal	Ano
BT0 [16, 25]	11	$RLCG$	Não	Forma-fechada, Iterativo	LS, ML	Não, Sim	Não	1996, 2011
KPN1 [17]	11	Z, Y	Não	Iterativo	LS	Não	Não	1997
Whei's [35]	12	$RLCG$	Não	Forma-fechada	LS	Não	Não	1997
MAR1 [19]	7	Z, Y	Não	Iterativo	ML	Não	Sim	1998
Chen's [20]	3	γ	Não	Forma-fechada	LS	Não	Não	1998
VUB1 [21]	6	Z, Y	Sim	Iterativo	ML	Não	Sim	2001
TIA/EIA [28]	3	α	Não	Forma-fechada	LS	Não	Não	2001
Yoho's [36]	7	$RLCG$	Sim	Iterativo	ML	Não	Sim	2001
CEI/IEC [27]	8	Z_0	Não	Forma-fechada	LS	Não	Não	2002
VUB0 [13]	5	Z_0, H	Sim	Iterativo	ML	Não	Sim	2002
VUB [37]	5	Z, Y	Sim	Iterativo	LS	Não	Sim	2006
BT0 _H [22]	4	$RLCG$	Não	Forma-fechada	LS	Não	Sim	2008
TNO2 [23]	9	Z, Y	Não	Iterativo	LS	Sim	Sim	2011
TNO/EAB [26]	10	Z, Y	Não	Forma-fechada	LS	Sim	Sim	2012
KM1, KM2, KM3 Propostos [38]	3, 4, 5	γ	Não	Forma-fechada	LS	Sim	Sim	2013
HM1 Proposto [39]	2	Z_0	Não	Forma-fechada	LS	Sim	Sim	2014
KHM (KM1+HM1) Proposto [39]	5	Z_0, γ	Não	Forma-fechada	LS	Sim	Sim	2014

3.2 Natureza dos Parâmetros

O modelo de cabo pode ser classificado de acordo com a natureza de seus parâmetros em Θ [37]. O modelo é chamado *físico* se todos os seus parâmetros possuírem uma interpretação física, tal como a condutividade e a permeabilidade (que estão relacionadas à geometria e material que constitui os condutores metálicos).

O modelo é classificado como *empírico* se ao menos um dos seus parâmetros não possuir uma interpretação física [37]. Tipicamente, parâmetros empíricos extras são incorporados para obtenção de melhores resultados entre o ajuste dos modelos e medições laboratoriais.

3.3 Procedimento de Análise

Neste trabalho, é conveniente considerar que a especificação completa de um modelo de cabo também inclui a descrição do *procedimento de análise*, que consiste em obter uma estimativa $\hat{\Theta}$ dos valores dos parâmetros do modelo a partir de dados Ξ fornecidos, e é genericamente simbolizado aqui por $\hat{\Theta} = \mathcal{A}\{\Xi\}$. Os dados Ξ podem ser obtidos, por exemplo, por meio de equipamentos especializados tais como analisadores de rede e analisadores de impedância (*impedance analyzers* - IA). O procedimento de análise associado pode ser

feito tanto por equações de forma-fechada do tipo $\hat{\Theta}_x = f(\Xi)$, quanto através de técnicas de otimização iterativas tais como Levenberg-Marquardt e algoritmos genéticos (AG) [40]. Dois critérios bastante utilizados no procedimento de análise são a máxima verossimilhança (*maximum likelihood* - ML) e os mínimos quadrados (*least-squares* - LS) [41].

Um procedimento de análise para estimação de $\hat{\Theta}$ a partir de dados medidos Ξ é ilustrado na Figura 3.1.

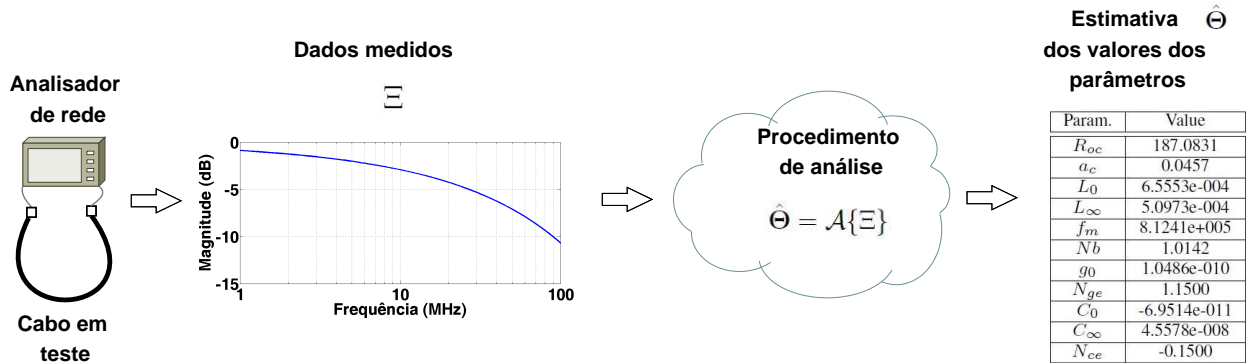


Figura 3.1: Ilustração de um procedimento de análise para estimação de $\hat{\Theta}$.

3.4 Custo Computacional

Um recurso interessante de um modelo de cabo é ter facilidade no seu procedimento de análise associado. Dependendo da aplicação, o custo computacional da análise pode ser desprezível ou não. Um exemplo do primeiro caso é quando a análise é conduzida *off-line*, e é mais rápida do que quando contrastada com a montagem e realização de medições para se obter Ξ . Entretanto, a análise pode ser executada em uma aplicação de tempo real realizada por um sistema embarcado com processamento limitado [42], ou repetidamente invocada como parte de um processo de otimização. Nos casos de *análise-por-síntese* tais como a busca por algoritmo genético proposta em [15], mesmo o custo do procedimento de síntese é importante, isto é, quanto mais simples as equações em Γ , melhor.

Além da vantagem em relação ao custo computacional, a interação com o usuário também é facilitada se o modelo de cabo permitir que o processo de análise seja realizado através de equações de forma-fechada. Ao lidar com procedimentos de otimização iterativos, definir o espaço de busca e as condições iniciais pode não ser uma tarefa trivial [37]. Estes são os principais motivos pelos quais muitos procedimentos iterativos podem parar em máximos (ou mínimos) locais e não garantir convergência.

3.5 Suporte a Frequências de até 212 MHz

Como mencionado anteriormente, muitos modelos de cabo prévios são restritos a operarem sobre a faixa de espectro VDSL (até 30 MHz) [16, 17, 18, 19, 20, 21, 13, 22] e não levam em consideração efeitos que ocorrem em frequências mais altas. Quando se trata de frequências G.fast, verificou-se, por exemplo em [23, 24, 25, 26], que a extrapolação direta dos modelos existentes não leva a resultados confiáveis se os efeitos das perdas no dielétrico forem desprezados, ou se for diretamente assumido que a condutância em paralelo é zero. Deste modo, a Tabela 3.1 distingue os modelos que foram projetados especificamente para suportar frequências entre 2,2 e 212 MHz.

O impacto de não se considerar os efeitos da condutância em paralelo ao modelar a função de transferência de um cabo metálico até 100 MHz é ilustrado na Figura 3.2. Pode-se observar que até 10 MHz a diferença em relação ao caso em que o modelo¹ leva em consideração os efeitos da condutância é mínimo. Entretanto, em 100 MHz, há uma diferença de até 4 dB entre as duas curvas.

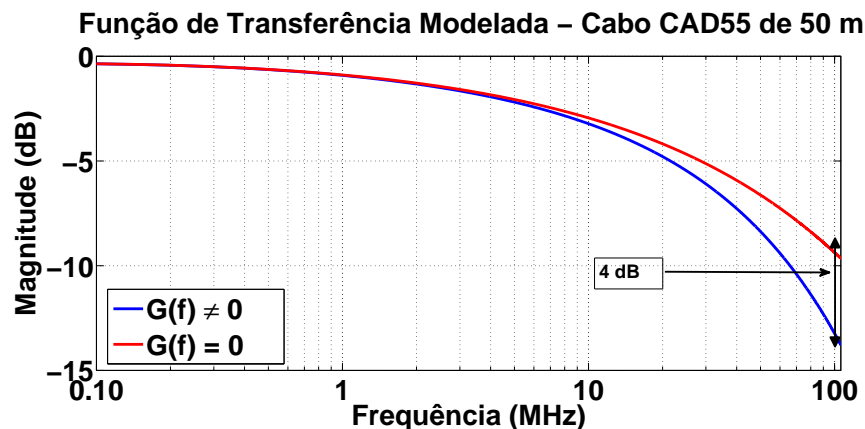


Figura 3.2: Impacto de não se considerar a condutância em frequências G.fast.

3.6 Causalidade

Um outro ponto importante é a causalidade. É interessante notar que muitos modelos de cabo existentes na literatura podem exibir comportamento não-causal no domínio do tempo já que eles violam as relações da transformada de Hilbert entre as suas partes reais e imaginárias no domínio da frequência [43]. Em algumas situações isso não é um problema. Muitos resultados importantes podem ser obtidos através de simulações no domínio da

¹O modelo BT0 foi utilizado para obtenção dos resultados mostrados na Figura 3.2.

frequência, tal como estimativas de taxas de bits via equações de capacidade que dependem de densidades espectrais de potência e da função de transferência do canal. Entretanto, em outros casos, por exemplo para avaliação da duração do *prefixo-cíclico* [44], modelos não-causais devem ser evitados já que eles podem dificultar a interpretação dos resultados.

3.7 Alguns dos Modelos de Cabo Mais Utilizados

3.7.1 Modelo BT0

O modelo BT0 é um modelo empírico proposto por John Cook em [16]. Ele é padronizado e massivamente adotado pela comunidade DSL para fins de simulação e testes de avaliação de desempenho. As equações de síntese em $\mathbf{\Gamma}$, tal que $\mathbf{\Gamma} = \{R(f), L(f), C(f), G(f)\}$, e os $M = 11$ parâmetros empíricos em $\mathbf{\Theta}$ que compõe o modelo BT0, tal que $\mathbf{\Theta} = \{r_{oc}, a_c, l_0, l_\infty, f_m, b, c_\infty, c_0, ce, g_0, ge\}$, são descritos na sequência

$$R(f) = \sqrt[4]{r_{oc}^4 + a_c f^2} \quad (3.1)$$

$$L(f) = \frac{l_0 + l_\infty \left(\frac{f}{f_m}\right)^b}{1 + \left(\frac{f}{f_m}\right)^b} \quad (3.2)$$

$$C(f) = c_\infty + c_0 f^{-ce} \quad (3.3)$$

$$G(f) = g_0 f^{ge}, \quad (3.4)$$

onde r_{oc} é a resistência DC do condutor, a_c é o parâmetro que controla o fator de atenuação \sqrt{f} proveniente do efeito pelicular, l_0 é a indutância para baixas frequências, l_∞ é a indutância para altas frequências, f_m e b são parâmetros que controlam a transição da indutância de baixas frequências para altas frequências, c_0 é a capacitância para baixas frequências, c_∞ é a capacitância para altas frequências, ce é o parâmetro que controla o ajuste da curva da capacitância, g_0 controla a magnitude e ge controla o decline na curva das perdas do dielétrico.

Apesar de seu grande uso, está bem documentado na literatura que o modelo BT0 gera respostas ao impulso não-causais no domínio do tempo [19, 43], uma vez que ele viola as relações da transformada de Hilbert entre as partes reais e imaginárias das suas equações em $\mathbf{\Gamma}$. Outro ponto limitante está relacionado ao fato de que os valores padronizados de seus parâmetros (por exemplo, os valores apresentados em [18]) foram definidos para frequências de até 30 MHz. Como consequência, a extrapolação direta do modelo BT0 para frequências G.fast não leva a resultados precisos. Com objetivo de resolver esse problema, novos valores

de parâmetros foram apresentados em [25], visando frequências de até centenas de MHz. É importante notar que essa estratégia melhora a precisão do modelo BT0 no domínio da frequência, entretanto o seu comportamento não-causal no domínio do tempo persiste, a menos que sejam tomadas medidas para relacionar as suas equações no domínio da frequência através de pares da transformada de Hilbert, por exemplo.

3.7.2 Modelo BT0_H

A partir do cálculo da impedância em série através da transformada de Hilbert da resistência em série, a não causalidade do modelo BT0 foi corrigida e o modelo BT0_H foi desenvolvido [22]. O modelo BT0_H, além de causal, apresenta uma redução significativa do número de parâmetros em Θ , tal que $M = 4$ e $\Theta = \{R_0, L_\infty^{(H)}, C_\infty^{(H)}, v\}$, onde R_0 representa a resistência DC do condutor ($R_0 = r_{oc}$), $L_\infty^{(H)}$ é a indutância para altas frequências, $C_\infty^{(H)}$ é a capacitância para altas frequências, e a partir do modelo BT0, $v = \sqrt{\frac{r_{oc}^4}{a_c}}$. As equações em Γ para o modelo BT0_H, tal que $\Gamma = \{R(f), L(f), C(f), G(f)\}$, são descritas como seguem

$$R(f) = R_0 Q\left(\frac{f}{v}\right) \quad (3.5)$$

$$L(f) = \frac{R_0}{2\pi f} \Lambda\left(\frac{f}{v}\right) + L_\infty^{(H)} \quad (3.6)$$

$$C(f) = C_\infty^{(H)} \quad (3.7)$$

$$G(f) = 0, \quad (3.8)$$

onde

$$Q(\phi) = \sqrt[4]{1 + \phi^2} \quad (3.9)$$

é a resistência normalizada, e $\Lambda(\phi)$ é a sua transformada de Hilbert

$$\Lambda(\phi) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{Q(\eta)}{\phi - \eta} d\eta. \quad (3.10)$$

A integral de Hilbert para o cálculo de $\Lambda\left(\frac{f}{v}\right)$ não é absolutamente convergente, entretanto ela pode ser resolvida através do valor principal de Cauchy [22, 45]. Uma maneira de derivar uma nova expressão a partir de (3.10) que seja mais apropriada para o cálculo da integração numérica inclui

$$\begin{aligned}
\Lambda(\phi) &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{Q(\phi - \eta)}{\eta} d\eta \\
&= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{0^-} \frac{Q(\phi - \eta)}{\eta} d\eta - \frac{1}{\pi} \int_{0^+}^{\infty} \frac{Q(\phi - \eta)}{\eta} d\eta \\
&= \frac{1}{\pi} \int_{0^+}^{\infty} \frac{Q(\phi + \eta) - Q(\phi - \eta)}{\eta} d\eta,
\end{aligned} \tag{3.11}$$

onde na primeira igualdade muda-se a variável de convolução, e na segunda e terceira igualdades usa-se o valor principal de Cauchy para quebrar a integral na singularidade de $\eta = 0$.

Embora possamos calcular a integral de Hilbert em (3.11) através de integração numérica, a complexidade computacional associada é impraticável para muitas aplicações. Além disso o modelo $BT0_H$ assume que a capacitância em paralelo é constante para toda a faixa de frequência ($C(f) = \text{constante} = C_{\infty}^{(H)}, \forall f$), e simplifica os efeitos da condutância em paralelo de modo que $G(f) = 0, \forall f$. A simplificação dos efeitos da condutância em paralelo é perfeitamente aceitável quando a análise é feita para as faixas de frequências dos padrões DSL atuais (até 30 MHz). Entretanto, no caso de frequências G.fast ($f > 30$ MHz), os efeitos da condutância em paralelo são muito mais presentes na atenuação do canal (função de transferência do cabo) e considerar $G(f) = 0$ torna-se bastante inadequado [23, 26, 25].

3.7.3 Modelo de Chen

O modelo de Walter Chen [20] é um modelo empírico simples (no sentido de possuir poucos parâmetros em Θ), bastante utilizado para caracterizar com baixa complexidade enlaces metálicos compostos por segmentos de cabo individuais. As equações de síntese em Γ , tal que $\Gamma = \{\alpha(f), \beta(f)\}$, e os $M = 3$ parâmetros empíricos em Θ que compõe o modelo de Chen, tal que $\Theta = \{k_1, k_2, k_3\}$, são descritos na sequência

$$\alpha(f) = k_1 \sqrt{f} + k_2 f \tag{3.12}$$

$$\beta(f) = k_3 f, \tag{3.13}$$

onde k_1 é o parâmetro que controla o fator de atenuação \sqrt{f} proveniente do efeito pelicular, k_2 é o parâmetro que controla o fator de atenuação proporcional a f proveniente das perdas

do material dielétrico e k_3 é o parâmetro que controla o comportamento linear da constante de fase.

Note que nenhuma expressão para $Z_0(f)$ é dada em Γ . Esse fato limita a utilização do modelo de Chen em aplicações de modelagem que envolvam topologias compostas por múltiplas seções de cabo conectadas, *bridged taps*, etc, já que a derivação das matrizes $ABCD$ torna-se não trivial sem as informações de $Z_0(f)$ (por exemplo, vide (2.15) e (2.16)). Além disso, o modelo de Chen é notoriamente não-causal já que não relaciona suas expressões através dos conceitos fundamentais descritos pela transformada de Hilbert.

3.7.4 Modelo CEI/IEC

O modelo CEI/IEC [27] é um modelo empírico não-causal para a impedância característica de cabos metálicos. Ele é composto por $M = 8$ parâmetros dependentes do cabo, tal que $\Theta = \{K_0, K_1, K_2, K_3, L_0, L_1, L_2, L_3\}$, e as equações em Γ são dadas por

$$|Z_0|(f) = K_0 + K_1 \frac{1}{\sqrt{f}} + K_2 \frac{1}{f} + K_3 \frac{1}{\sqrt{f^3}} \quad (3.14)$$

$$\angle Z_0(f) = L_0 + L_1 \frac{1}{\sqrt{f}} + L_2 \frac{1}{f} + L_3 \frac{1}{\sqrt{f^3}}, \quad (3.15)$$

onde $K_0, K_1, K_2, K_3, L_0, L_1, L_2$ e L_3 , são parâmetros empíricos para ajuste fino do modelo.

É importante citar que dependendo das frequências de interesse, o número de parâmetros do modelo CEI/IEC pode ser reduzido com intuito de se obter um modelo mais simples [27]. Entretanto o comportamento não-causal é observado mesmo quando se trabalha com poucos parâmetros, por exemplo $M = 3, 4$ ou 5 .

3.7.5 Modelo VUB

O modelo VUB [37] é um modelo físico causal derivado a partir de conceitos clássicos da teoria eletromagnética [31]. Para um par de fios metálicos cilíndricos com condutividade elétrica σ , separados por um material isolante com permissividade elétrica ε_r e permeabilidade magnética μ_r , as equações de síntese em Γ , tal que $\Gamma = \{Z(f), Y(f)\}$, e os $M = 5$ parâmetros físicos em Θ , tal que $\Theta = \{a, D, \sigma, \mu, b\}$, são dados por

$$Z(f)d = a_4 j 2\pi f + a_1 \sqrt{-j 2\pi f} \frac{J_0(a_3 \sqrt{-j 2\pi f})}{J_1(a_3 \sqrt{-j 2\pi f})} + a_1 a_2 a_3 j 2\pi f \psi(f) \quad (3.16)$$

e

$$Y(f) = G(f) + j2\pi f C(f), \quad (3.17)$$

onde

$$\psi(f) = \frac{S_1(u)}{a_2(1 + S_2(u)) + \frac{J_0(a_3\sqrt{-j2\pi f})}{J_2(a_3\sqrt{-j2\pi f})}} \quad (3.18)$$

$$S_1(u) = 1 - \frac{4u}{1 - u^2} \quad (3.19)$$

$$S_2(u) = \frac{8u(1 + u^2)}{(1 - u)^2(1 + u)^2} \quad (3.20)$$

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (3.21)$$

$$a_1 = R_0 a \sqrt{\mu \sigma} d \quad (3.22)$$

$$a_2 = \left(\frac{a}{D}\right)^2 \quad (3.23)$$

$$a_3 = a \sqrt{\mu \sigma} \quad (3.24)$$

$$a_4 = L(f) d \quad (3.25)$$

$$u = \left(\frac{D}{2b}\right) \quad (3.26)$$

$$L(f) = \frac{\mu}{\pi} \left[\ln\left(\frac{D}{a}\right) - \ln\left(\frac{1+u}{1-u}\right) \right], \quad (3.27)$$

sendo R_0 a resistência DC, a o raio dos condutores, D a distância entre o centro dos condutores, μ_0 a permeabilidade magnética no espaço livre dada por $4\pi \times 10^{-7}$ H/m e $J_i(x)$ a função de Bessel complexa de primeiro tipo de ordem i . A formulação do efeito pelicular através de funções de Bessel de várias ordens em (3.16) respeita as relações da transformada de Hilbert, e torna $Z(f)$ causal [19]. Na ausência de blindagem, o parâmetro b é dado como $b = \infty$, e portanto $u = 0$, $S_1 = 1$ e $S_2 = 0$ [37].

A expressão clássica para $Y(f)$ descrita na Equação (3.17) é usada apenas para condutores com poucas perdas e em baixas frequências, pois considera $C(f)$ constante e

despreza os efeitos de $G(f)$, tal que $G(f) = 0, \forall f$. Como descrito anteriormente, essa consideração é bastante inadequada para análise de canais de par-trançado operando em frequências G.fast. Para caracterização de cabos com perdas dielétricas consideráveis, é adotado o seguinte modelo para a admitância em paralelo

$$Y(f) = \tan\delta(f)2\pi fC(f) + j2\pi fC(f), \quad (3.28)$$

onde $\tan\delta(f)$ é o ângulo de perda dielétrica. Entretanto, como descrito em [37], este modelo é não-causal.

É importante notar que embora tenha sido derivado através de conceitos físicos da teoria eletromagnética, o modelo VUB é incapaz de caracterizar cabos de cobre de par-trançado desde DC até frequências de centenas de MHz sem apresentar diferenças significativas entre os resultados do modelo e os resultados de medições reais [24]. Efeitos como as não-homogeneidades, o trançamento dos pares, as deficiências na manufatura, dentre outros, fazem com que, na maioria das vezes, os resultados práticos sejam diferentes dos resultados teóricos obtidos através dos valores nominais dos parâmetros do modelo ².

3.7.6 Modelo TNO2

Os modelos empíricos TNO (TNO1 e TNO2) [23] da *Netherlands Organisation for Applied Scientific Research*, são considerados os primeiros modelos de cabo desenvolvidos e adaptados para caracterização de canais de par-trançado em sistemas G.fast. Os modelos TNO têm como característica principal descrever o comportamento dos coeficientes primários do cabo através da união entre parâmetros empíricos (fortemente ligados a significados físicos), e parâmetros de ajuste (utilizados nas funções de *shaping*), cujo objetivo é proporcionar melhores resultados entre o ajuste das curvas do modelo e de medições reais.

As equações em Γ do modelo TNO2, tal que $\Gamma = \{Z(f), Y(f)\}$, e os $M = 9$ parâmetros empíricos em Θ , tal que $\Theta = \{Z_{0\infty}, R_{s0}, \eta_{VF}, q_L, q_H, q_x, q_y, \phi, f_d\}$ são dados como seguem

$$Z(f) = j2\pi fL_{s\infty} + R_{s0} \left(1 - q_s q_x + \sqrt{q_s^2 q_x^2 + 2 \frac{j2\pi f}{\omega_s} \left(\frac{q_s^2 + \frac{j2\pi f}{\omega_s} q_y}{\frac{q_s^2}{q_x} + \frac{j2\pi f}{\omega_s} q_y} \right)} \right) \quad (3.29)$$

$$Y(f) = j2\pi fC_{p0} \left(1 + \frac{j2\pi f}{\omega_d} \right)^{\frac{-2\phi}{\pi}}, \quad (3.30)$$

²Essas deficiências também afetam todos os modelos empíricos, entretanto, pressupõe-se que ao se trabalhar com um modelo empírico um procedimento de análise seja sempre feito de modo a estimar corretamente os valores dos parâmetros do modelo para o cabo em questão.

onde

$$L_{s\infty} = \frac{1}{\eta_{VF} \times c_0} Z_{0\infty} \quad (3.31)$$

$$C_{p0} = \frac{1}{\eta_{VF} c_0} \times \frac{1}{Z_{0\infty}} \quad (3.32)$$

$$q_s = \frac{1}{q_H^2 q_L} \quad (3.33)$$

$$\omega_s = q_H^2 \left(\frac{4\pi R_{s0}}{\mu_0} \right) \quad (3.34)$$

$$\omega_d = 2\pi f_d, \quad (3.35)$$

sendo $Z_{0\infty}$ o valor assintótico da impedância característica para altas frequências, R_{s0} a resistência DC do condutor, $L_{s\infty}$ a indutância para altas frequências, C_{p0} a capacitância para baixas frequências, ω_s a frequência angular a partir de onde o efeito pelicular é dominante na resistência em série, ϕ o ângulo de perda dielétrica, ω_d a frequência angular a partir da qual a perda dielétrica é manifestada, η_{VF} o fator de velocidade, q_H um parâmetro de correção empírico que afeta a resistência em série nas altas frequências, q_L um parâmetro de correção empírico que afeta a indutância em série nas baixas frequências, q_x e q_y dois parâmetros empíricos de ajuste fino, c_0 a velocidade da luz dada por $300 \times 10^{+6}$ m/s e μ_0 a permeabilidade magnética no espaço livre dada por $4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

Valores para os 9 parâmetros empíricos do modelo TNO2 extraídos a partir de medições de cabos reais podem ser encontrados em [23]. Os números fornecidos permitem modelar quatro tipos diferentes de cabo:

- 1) Cabo Cat5 típico (utilizado em redes Ethernet), de 4 pares-trançados;
- 2) Cabo de distribuição de qualidade média, de 60 pares-trançados;
- 3) Cabo residencial de qualidade baixa, de 2 pares não-trançados;
- 4) Cabo KPN (um cabo típico da rede de acesso da Holanda), de múltiplos pares [46].

Os valores apresentados são válidos até 100 MHz, embora as medições realizadas pela TNO tenham sido efetuadas até frequências próximas de 500 MHz.

Outro ponto importante é que, embora seja considerado causal, nenhuma prova é dada em [23] de que as partes reais e imaginárias das funções em Γ do modelo relacionam-se através de pares da transformada de Hilbert (por exemplo, obtidos através de formas fechadas encontradas pela resolução numérica da integral). A causalidade do modelo TNO2 é conseguida assegurando respostas ao impulso reais obtidas através das seguintes relações entre $Z(f)$ e $Y(f)$,

$$Z(j2\pi f) = \text{conj}(Z(-j2\pi f)) \quad (3.36)$$

e

$$Y(j2\pi f) = \text{conj}(Y(-j2\pi f)). \quad (3.37)$$

3.7.7 Modelo TNO/EAB

Uma limitação do modelo TNO2 se dá ao fato de que ele possui menos parâmetros para modelar a admitância em paralelo $Y(f)$ do que para modelar a impedância em série $Z(f)$. O modelo TNO/EAB proposto em [26] é uma extensão do TNO2, o qual incorpora um parâmetro extra para melhorar a precisão em $Y(f)$. Esse novo parâmetro dá mais liberdade ao modelo TNO/EAB para caracterizar cabos que apresentam tangentes de perda dielétrica que não são constantes, um tipo de comportamento que é verificado em cabos de baixa qualidade isolados por PVC que são encontrados muitas vezes em cabeamento residencial.

A expressão modificada para a admitância em paralelo do modelo TNO/EAB é dada por

$$Y(f) = j2\pi f C_{p0} \left[(1 - q_c) \times \left(1 + \frac{j2\pi f}{\omega_d} \right)^{\frac{-2\phi}{\pi}} + q_c \right], \quad (3.38)$$

onde q_c é um parâmetro de escalamento. Expressar $Y(f)$ utilizando o parâmetro q_c introduz um grau de liberdade adicional ao modelo, e permite melhores refinamentos nos resultados. Note que se $q_c = 0$, obtemos o modelo TNO2 original. Nos casos em que $\phi > 0$

$$q_c = \frac{C_{p0}}{C(f)_{f \rightarrow \infty}}. \quad (3.39)$$

Sumarizando, as equações em $\mathbf{\Gamma}$ para o modelo TNO/EAB em são as mesmas daquelas dadas pelo modelo TNO2, com exceção de $Y(f)$, que é dada por (3.38). Os $M = 10$ parâmetros empíricos em $\mathbf{\Theta}$ são dados por $\mathbf{\Theta} = \{Z_{0\infty}, R_{s0}, \eta_{VF}, q_L, q_H, q_x, q_y, \phi, f_d, q_c\}$.

Foi definido pelo grupo Q4/15 do ITU que o modelo TNO/EAB deve ser utilizado como modelo padrão para caracterização de cabos típicos das topologias e enlaces de referência do padrão G.fast [12].

3.8 Modelos de Canal de *Crosstalk*

É importante enfatizar que os modelos paramétricos descritos na Tabela 3.1 e revisados até aqui, bem como aqueles propostos nesse trabalho, focam em caracterizar canais de transmissão diretos, e não canais de *crosstalk*. A técnica de modelagem adotada em todos os casos citados é aquela baseada na excitação diferencial de pares individuais que lida de forma distinta com os canais diretos e os canais de *crosstalk*, já que o comportamento sobre a frequência dos canais de *crosstalk* é bem diferente daquele observado para os canais diretos. Na sequência, alguns pontos relacionados a modelagem de *crosstalk* são discutidos.

Por causa da grande variabilidade de suas funções de acoplamento, o *crosstalk* é tipicamente caracterizado tanto por modelos estocásticos que proveêm realizações distintas dos canais de *crosstalk*, quanto por modelos de pior caso. Por exemplo, um modelo de FEXT (*far-end crosstalk*) de 1% de pior caso prediz que não mais que um por cento de todas as funções de transferência de FEXT de um cabo serão mais severas que aquela derivada pelo modelo, como discutido em [29, 47, 48, 49, 50].

Um modelo de FEXT de 1% de pior caso bastante conhecido é aquele padronizado pela ETSI [48], definido por

$$H_{FEXT}(f) = K_{xf} \left(\frac{f}{f_0} \right) \sqrt{\frac{L_a}{L_0}} |H(f)|, \quad (3.40)$$

onde K_{xf} é um parâmetro empírico derivado a partir de medições de FEXT que é tipicamente definido por -45 dB, f_0 é uma frequência de referência comumente definida por 1 MHz, L_a é o comprimento de acoplamento entre o transmissor emissor e a vítima receptora, L_0 é um comprimento de acoplamento de referência comumente definido por 1 km e $H(f)$ é a função de transferência do transmissor emissor do ruído.

Modelos estocásticos de *crosstalk* foram propostos em [51, 52], para melhor caracterizar as variações de amplitude e fase das funções de acoplamento de *crosstalk*, objetivando aplicações que requerem conjuntos de canais de *crosstalk* distintos. Em geral, um modelo estocástico para FEXT é definido por [51, 52]

$$H_{FEXT}(f) = H_{FEXT,1\%}(f) 10^{\frac{X_{dB}(f)}{20}} e^{j\varphi(f)}, \quad (3.41)$$

onde $X_{dB}(f)$ é uma variável aleatória de *offset* dada em dB para melhor modelar as variações de amplitude das funções de acoplamento de FEXT, que é tipicamente derivada a partir de uma distribuição Gaussiana [51] ou Beta [52], $\varphi(f)$ é uma variável aleatória para modelar os valores do acoplamento de fase, que é derivada a partir de uma distribuição Uniforme, e

$H_{FEXT,1\%}(f)$ é a função de transferência de FEXT derivada a partir de um modelo de FEXT de 1% de pior caso (por exemplo, (3.40)).

Deve-se notar que os modelos apresentados em (3.40) e (3.41) foram desenvolvidos (e testados) para canais de crosstalk em frequências VDSL. O primeiro modelo de crosstalk desenvolvido focando frequências de até centenas de MHz é o modelo de FEXT de 1% de pior caso da TNO dado por

$$H_{FEXT}(f) = \left(\frac{jK_{xf} \left(\frac{f}{f_0} \right) \sqrt{\frac{L_a}{L_0}}}{1 + jK_{xf} \left(\frac{f}{f_0} \right) \sqrt{\frac{L_a}{L_0}}} \right) |H(f)|. \quad (3.42)$$

O modelo de FEXT de 1% de pior caso da TNO é definido com os mesmos parâmetros utilizados em (3.40).

Um sumário dos modelos de FEXT encontrados na literatura é mostrado na Tabela 3.2, onde *G.fast* f indica um modelo desenvolvido para ter bom comportamento em frequências *G.fast* ($f \in [2, 2, 212]$ MHz).

Tabela 3.2: Sumário dos modelos de FEXT existentes na literatura.

Modelo	Técnica matemática utilizada	Informação de fase	G.fast f	Ano
ANSI [49]	1% de pior caso	Não	Não	2003
Sorbara <i>et al</i> [51]	Estocástico	Sim	Não	2007
ETSI [48]	1% de pior caso	Não	Não	2008
Maes <i>et al</i> [52]	Estocástico	Sim	Não	2009
TNO [53]	1% de pior caso	Sim	Sim	2011

Capítulo 4

Os Modelos Propostos

Este capítulo apresenta a principal contribuição dessa tese, novos modelos paramétricos para caracterização de cabos de cobre em frequências de até centenas de MHz.

Primeiramente, um modelo causal para a admitância em paralelo $Y(f)$ é proposto. Em seguida, novos modelos simples e causais para a constante de propagação $\gamma(f)$ e impedância característica $Z_0(f)$ são apresentados. Os modelos são baseados em aproximações de altas frequências, e são derivados através de expansões em séries de Taylor e generalizações dos efeitos dos coeficientes primários. O modelo mais simples apresentado para a constante de propagação pode ser visto como uma versão causal para o modelo de Chen [20]. Da mesma forma, o modelo apresentado para a impedância característica pode ser entendido como uma alternativa causal ao modelo CEI/IEC [27].

Os modelos paramétricos propostos para $\gamma(f)$ e $Z_0(f)$ formam a base de um novo modelo de cabo, que mostrou ser capaz de caracterizar canais diretos de enlaces metálicos compostos tanto por segmentos individuais, quanto por segmentos múltiplos. O modelo, denominado de KHM (*KH Model*), possui apenas 5 parâmetros que permitem expressões de forma-fechada durante o procedimento de análise e levam a sistemas causais.

4.1 Modelo Proposto para a Admitância em Paralelo

Como indicado no Capítulo 3, muitos modelos de cabo atuais assumem que a capacitância em paralelo é constante ao longo da frequência e que a condutância em paralelo é nula. Essa última aproximação tem se mostrado bastante inválida para análise em frequências G.fast (por exemplo, vide Figura 3.2). No modelo BT0 a condutância é dada por

$$G(f) = g_0|f|^{ge}, \quad (4.1)$$

onde g_0 escala a atenuação sobre a frequência e ge provê um grau de liberdade extra ao comportamento da curva. Entretanto, para limitar o número de parâmetros, é visto a partir de medições de cabos isolados por polietileno¹ que é possível adotar $ge = 1$. Desta maneira obtém-se

$$G(f) = G_0|f|, \quad (4.2)$$

onde G_0 escala a atenuação sobre a frequência.

Lembrando que a admitância em paralelo é dada por $Y(f) = G(f) + j\omega C(f)$, onde $\omega = 2\pi f$, e que a causalidade restringe as partes reais e imaginárias através da transformada de Hilbert, pode-se derivar a capacitância em paralelo. A transformada de Hilbert do valor absoluto de f é dada por

$$|f| \xrightarrow{\mathcal{H}} f \frac{2}{\pi} (1 - \ln |2\pi f|). \quad (4.3)$$

Beneficiando-se da versão da transformada de Hilbert apresentada em [22], que permite impulsos e suas derivadas em sinais do domínio do tempo, adicionar um termo C_∞ que é proporcional a f não implica em perda de causalidade. Sendo assim, com a condutância de acordo com (4.2) e a capacitância em paralelo definida como

$$C(f) = G_0 \frac{2}{\pi} (1 - \ln |2\pi f|) + C_\infty, \quad (4.4)$$

um modelo causal para a admitância é obtido por

$$Y(f) = G_0|f| + j\omega G_0 \frac{2}{\pi} (1 - \ln |2\pi f|) + j\omega C_\infty. \quad (4.5)$$

O modelo proposto em (4.5) possui apenas 2 parâmetros empíricos, e leva a resultados equivalentes aos derivados pelo modelo TNO2. Essa equivalência será mostrada posteriormente no Capítulo 5.

4.2 Modelos Propostos para a Constante de Propagação

A estratégia utilizada no desenvolvimento dos modelos para a constante de propagação foi, inicialmente, descrever $\gamma(f)$ através de expansões em séries de Taylor, em seguida caracterizar os efeitos dos coeficientes primários atuando em $\alpha(f)$ com poucos parâmetros

¹Medições válidas para a faixa de frequência do padrão G.fast, isto é, até 212 MHz. Acima disso o comportamento linear da condutância pode não ser válido até mesmo para os cabos isolados por polietileno, ou seja, $ge \neq 1$.

de modelo, e então utilizar formas fechadas da transformada de Hilbert para obter $\beta(f)$ tal que a causalidade no domínio do tempo fosse preservada.

A partir de (2.4), a equação para a constante de propagação pode ser escrita como

$$\gamma(f) = \sqrt{(R(f) + j\omega L(f))(G(f) + j\omega C(f))}. \quad (4.6)$$

Reescrevendo (4.6) obtemos

$$\gamma(f) = \sqrt{\left(1 + \frac{R(f)}{j\omega L(f)}\right)} \sqrt{\left(1 + \frac{G(f)}{j\omega C(f)}\right)} j\omega \sqrt{L(f)C(f)}. \quad (4.7)$$

Em geral, $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ acima de algumas dezenas de kHz. Considerando cabos compostos por condutores metálicos de poucas perdas, como cobre ou alumínio, essa relação é válida a partir de aproximadamente 100 kHz até o final da faixa de frequência G.fast². A relação $G(f) \ll 2\pi fC(f)$ também é válida para a maioria dos cabos, especialmente para aqueles isolados com materiais dielétricos de poucas perdas, como polietileno. Assumindo C_1 a partir de (4.4) como

$$C_1 = C(f_1) = G_0 \frac{2}{\pi} (1 - \ln |2\pi f_1|) + C_\infty, \quad (4.8)$$

onde f_1 é a frequência mais alta utilizada, é possível aproximar

$$\frac{G(f)}{2\pi fC(f)} \approx \frac{\text{sgn}(f)G_0}{2\pi C_1 - G_0 4 \ln\left(\frac{|f|}{f_1}\right)} \approx \frac{\text{sgn}(f)G_0}{2\pi C_1}, \quad (4.9)$$

já que $G(f) \ll 2\pi fC(f)$.

Nos casos em que $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ e $G(f) \ll 2\pi fC(f)$, podemos usar a expansão em série de Taylor

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} + \dots, \quad (4.10)$$

para obter a expansão em série de (4.7).

4.2.1 Modelo de Primeira Ordem - KM1

Organizando os termos resultantes da expansão em primeira ordem de $\gamma(f)$, e comparando com (2.5), obtemos

$$\alpha(f) = \mathbb{R}\{\gamma(f)\} \stackrel{(1^a)}{\approx} \frac{R(f)}{2\sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}}} + \frac{G(f)}{2\sqrt{\frac{C(f)}{L(f)}}} \quad (4.11)$$

²Pode ser verificado a partir dos cabos apresentados em [23] e [25], um aumento de uma ordem de grandeza entre $R(f)$ e $2\pi fL(f)$ na faixa entre 100 kHz e 2 MHz.

e

$$\beta(f) = \Im\{\gamma(f)\} \stackrel{(1^a)}{\approx} \omega\sqrt{L(f)C(f)} - \frac{R(f)G(f)}{4\omega\sqrt{L(f)C(f)}}. \quad (4.12)$$

Um ponto chave dos modelos propostos é verificar a dependência em f dos coeficientes primários nas expressões de $\alpha(f)$ e $\beta(f)$, e combinar os efeitos destes coeficientes de modo a obter um modelo robusto e com poucos parâmetros. Começamos com a parte real da constante de propagação em (4.11).

Primeiro, assumimos que quando $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ e $G(f) \ll 2\pi fC(f)$, o termo de raiz quadrada $\sqrt{L(f)/C(f)}$ pode ser considerado *constante* sobre a frequência [54]. Além disso, assumimos que em altas frequências o comportamento da resistência em série é fortemente ligado ao efeito pelicular, que varia de acordo com \sqrt{f} , de modo que $R(f) \propto \sqrt{f}$. A modelagem da resistência em série através do comportamento dominante do efeito pelicular é observada em modelos clássicos como o BT0, Chen, BT0_H, VUB e TNO2. De maneira similar, o comportamento da condutância em paralelo é fortemente ligado às perdas no material dielétrico, e a partir de (4.2) percebemos que $G(f) \propto |f|$, e então concluímos que (4.11) pode ser aproximado por

$$\alpha(f) = k_1\sqrt{|f|} + k_2|f|, \quad (4.13)$$

onde k_1 é um parâmetro empírico que escala a atenuação da resistência em série proveniente do efeito pelicular e k_2 é um parâmetro empírico que escala a atenuação da condutância em paralelo proveniente das perdas no material dielétrico.

Para modelagem de $\beta(f)$, deve-se garantir que as condições de causalidade sejam válidas. Primeiro é feita uma estimação a partir de (4.12), e então os resultados são comparados com aqueles provenientes das transformadas de Hilbert.

Começamos assumindo que quando $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ e $G(f) \ll 2\pi fC(f)$ um comportamento *constante* também se aplica ao produto³ $L(f)C(f)$. Por conta disso, a primeira parte de (4.12) pode ser aproximada por um termo proporcional a frequência, tal que $\omega\sqrt{L(f)C(f)} \propto f$. A segunda parte pode ser reescrita como $\frac{1}{4}R(f)\frac{G(f)}{\omega C(f)}\sqrt{C(f)/L(f)}$, e a partir das aproximações em (4.9) e $R(f) \propto \sqrt{|f|}$, observa-se que ela é proporcional a $\text{sgn}(f)\sqrt{|f|}$. Entretanto, como $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ e $G(f) \ll 2\pi fC(f)$, podemos descartar esse termo sem grandes perdas para a precisão do modelo. Desta maneira, pode-se fazer uma aproximação não-causal do comportamento em frequência de (4.12) através de $\beta(f) \propto k_3f$, onde k_3 é um parâmetro empírico que escala a fase linear proporcional a f .

Para impor causalidade ao sistema, consideramos novamente formas fechadas da transformada de Hilbert. Além do par $|f| \xrightarrow{\mathcal{H}} f\frac{2}{\pi}(1 - \ln|2\pi f|)$ previamente utilizado, também

³O produto $L(f)C(f)$ é fortemente ligado a *velocidade de fase* da linha $u_p(f)$, $L(f)C(f) = \frac{1}{u_p(f)^2}$. Para os cabos de interesse, quando $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ e $G(f) \ll 2\pi fC(f)$, $u_p(f)$ é aproximadamente constante [54].

se inclui $\sqrt{|f|} \xrightarrow{\mathcal{H}} \text{sgn}(f)\sqrt{|f|}$. Por fim, seguindo a técnica de modelagem apresentada em [22], nota-se que adicionar um termo proporcional a f em $\beta(f)$ não viola a causalidade. Deste modo obtemos

$$\begin{aligned}\beta(f) &= k_1 \text{sgn}(f)\sqrt{|f|} + k_2 \frac{2}{\pi} f(1 - \ln(2\pi f)) + \tilde{k}_3 f \\ &= k_1 \text{sgn}(f)\sqrt{|f|} - k_2 \frac{2}{\pi} f \ln |f| + k_3 f,\end{aligned}\quad (4.14)$$

onde $k_3 = k_2 \frac{2}{\pi} \ln \frac{e}{2\pi} + \tilde{k}_3$.

Sumarizando, o modelo de primeira ordem para a constante de propagação é dado de acordo com a seguinte definição

Definição 1 (KM1) *A constante de propagação, $\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f)$, pode ser modelada por*

$$\alpha(f) = k_1 \sqrt{f} + k_2 f \quad (4.15)$$

$$\beta(f) = k_1 \sqrt{f} - k_2 \frac{2}{\pi} f \ln f + k_3 f. \quad (4.16)$$

□

Na definição do modelo KM1, o valor absoluto é omitido já que $\gamma(f)$ será usado para modelar respostas em frequência de canais que possuem apenas valores positivos para f . Pode-se notar que a primeira parte, $\alpha(f)$, é exatamente igual a do modelo de Chen, e que a diferença na parte imaginária $\beta(f)$ se dá devido aos pares da transformada de Hilbert. Sendo assim, o modelo KM1 é uma versão causal do modelo de Chen. A abreviação KM denota *K Model*, já que temos apenas três parâmetros empíricos no modelo, k_1 , k_2 e k_3 .

4.2.2 Modelo de Segunda Ordem - KM2

A expansão em segunda ordem de $\gamma(f)$ resulta em

$$\begin{aligned}\alpha(f) &\stackrel{(2^a)}{\approx} \frac{R(f)}{2\sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}}} + \frac{G(f)}{2\sqrt{\frac{C(f)}{L(f)}}} + \frac{R(f)G(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{16\omega^2 L(f)C(f)^2} \\ &\quad + \frac{R(f)^2 G(f)\sqrt{L(f)C(f)}}{16\omega^2 L(f)^2 C(f)}\end{aligned}\quad (4.17)$$

e

$$\begin{aligned}\beta(f) &\stackrel{(2^a)}{\approx} \omega\sqrt{L(f)C(f)} - \frac{R(f)G(f)}{4\omega\sqrt{L(f)C(f)}} + \frac{R(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{8\omega L(f)^2} \\ &\quad + \frac{G(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{8\omega C(f)^2} + \frac{R(f)^2 G(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{64\omega^3 L(f)^2 C(f)^2}.\end{aligned}\quad (4.18)$$

Utilizando os mesmos procedimentos adotados na derivação do modelo de primeira ordem, verificamos que um parâmetro *constante* extra representando a resistência DC deve ser adicionado junto a constante de atenuação, tal que $\alpha(f) = k_1\sqrt{|f|} + k_2|f| + k_4$. Esse parâmetro não afeta a causalidade do sistema, e podemos continuar usando o mesmo $\beta(f)$ adotado no modelo KM1. Sendo assim, o modelo KM2 é definido como

Definição 2 (KM2) *A constante de propagação, $\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f)$, pode ser modelada por*

$$\alpha(f) = k_1\sqrt{f} + k_2f + k_4 \quad (4.19)$$

$$\beta(f) = k_1\sqrt{f} - k_2\frac{2}{\pi}f \ln f + k_3f. \quad (4.20)$$

□

4.2.3 Modelo de Terceira Ordem - KM3

A expansão em terceira ordem leva a

$$\begin{aligned} \alpha(f) \stackrel{(3^a)}{\approx} & \frac{R(f)}{2\sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}}} + \frac{G(f)}{2\sqrt{\frac{C(f)}{L(f)}}} + \frac{R(f)G(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{16\omega^2L(f)C(f)^2} \\ & + \frac{R(f)^2G(f)\sqrt{L(f)C(f)}}{16\omega^2L(f)^2C(f)} - \frac{R(f)^3\sqrt{L(f)C(f)}}{16\omega^2L(f)^3} \\ & - \frac{G(f)^3\sqrt{L(f)C(f)}}{16\omega^2C(f)^3} - \frac{R(f)^3G(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{128\omega^4L(f)^3C(f)^2} \\ & - \frac{R(f)^2G(f)^3\sqrt{L(f)C(f)}}{128\omega^4L(f)^2C(f)^3} \end{aligned} \quad (4.21)$$

e

$$\begin{aligned} \beta(f) \stackrel{(3^a)}{\approx} & \omega\sqrt{L(f)C(f)} - \frac{R(f)G(f)}{4\omega\sqrt{L(f)C(f)}} \\ & + \frac{R(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{8\omega L(f)^2} + \frac{G(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{8\omega C(f)^2} \\ & + \frac{R(f)G(f)^3\sqrt{L(f)C(f)}}{32\omega^3L(f)C(f)^3} + \frac{R(f)^3G(f)\sqrt{L(f)C(f)}}{32\omega^3L(f)^3C(f)} \\ & + \frac{R(f)^2G(f)^2\sqrt{L(f)C(f)}}{64\omega^3L(f)^2C(f)^2} - \frac{R(f)^3G(f)^3\sqrt{L(f)C(f)}}{256\omega^5L(f)^3C(f)^3}. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Através da expansão em terceira ordem obtemos um novo termo em $\alpha(f)$ proporcional a $1/\sqrt{|f|}$. Junto com o par de Hilbert $1/\sqrt{|f|} \xrightarrow{\mathcal{H}} -\text{sgn}(f)/\sqrt{|f|}$, a definição do modelo KM3 é a seguinte

Definição 3 (KM3) A constante de propagação, $\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f)$, pode ser modelada por

$$\alpha(f) = k_1\sqrt{f} + k_2f + k_5\frac{1}{\sqrt{f}} + k_4 \quad (4.23)$$

$$\beta(f) = k_1\sqrt{f} - k_2\frac{2}{\pi}f \ln f + k_3f - k_5\frac{1}{\sqrt{f}}. \quad (4.24)$$

□

Uma expressão para $\alpha(f)$ similar a aquela adotada pelo modelo KM3 é comumente utilizada para calcular a atenuação de cabos Cat5 e Cat6 [28]. Entretanto, na definição acima a informação de fase também é fornecida para uma versão causal do modelo. O parâmetro k_5 é utilizado para escalar o termo de atenuação $1/\sqrt{|f|}$, e proporciona um grau de liberdade extra ao modelo para melhores ajustes em baixas frequências. É importante notar que k_5 é um parâmetro puramente empírico para ajuste fino do modelo, que diferentemente de k_1 , k_2 , k_3 e k_4 (que são relacionados ao efeito pelicular, perdas no dielétrico, constante de fase linear e resistência DC) não possui interpretabilidade física.

4.3 Modelo Proposto para a Impedância Característica

A impedância característica descreve a impedância instantânea que um sinal encontra na medida em que ele se propaga ao longo da linha. Cabos de cobre de par-trançado utilizados na rede de acesso são fabricados com fios variando entre 19 e 26 AWG, e com a espessura de isolamento típica possuem impedância característica variando na faixa entre 100 e 130 Ω [55].

A impedância característica é um dos principais fatores que influenciam a integridade dos sinais que trafegam em uma linha de transmissão. Por exemplo, problemas de integridade de sinal surgem quando os sinais de tensão são distorcidos por suas próprias reflexões sempre que a impedância característica que eles encontram muda repentinamente. Ocorrências de tais reflexões e distorções podem ser observadas nas funções de transferência e respostas ao impulso de enlaces metálicos compostos dos múltiplos segmentos conectados em cascata.

A partir de (2.3), a equação para a impedância característica pode ser escrita como

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{R(f) + j\omega L(f)}{G(f) + j\omega C(f)}}, \quad (4.25)$$

onde $\omega = 2\pi f$.

O modelo proposto para $Z_0(f)$ é derivado seguindo procedimentos similares aos utilizados na derivação dos modelos KM para $\gamma(f)$. Reescrevendo (4.25), obtém-se

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{j\omega L(f) \left(1 + \frac{R(f)}{j\omega L(f)}\right)}{j\omega C(f) \left(1 + \frac{G(f)}{j\omega C(f)}\right)}} \quad (4.26)$$

$$= \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} \left(1 + \frac{R(f)}{j\omega L(f)}\right)^{\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{G(f)}{j\omega C(f)}\right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (4.27)$$

Assumindo que nas frequências de interesse $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ e $G(f) \ll 2\pi fC(f)$, podemos usar as seguintes expansões em séries de Taylor

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} + \dots \quad (4.28)$$

e

$$\frac{1}{\sqrt{1+x}} = 1 - \frac{x}{2} + \frac{3x^2}{8} - \frac{5x^3}{16} + \dots \quad (4.29)$$

para obter a expansão em série de (4.27).

4.3.1 Modelo de Primeira Ordem - HM1

A expansão em primeira ordem de (4.27) leva a

$$Z_0(f) \stackrel{(1^a)}{\approx} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} - \frac{G(f)}{2j\omega C(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} + \frac{R(f)}{2j\omega L(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} + \frac{R(f)G(f)}{4\omega^2 L(f)C(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}}, \quad (4.30)$$

onde as partes reais e imaginárias são dadas por

$$\Re\{Z_0(f)\} \stackrel{(1^a)}{\approx} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} + \frac{R(f)G(f)}{4\omega^2 L(f)C(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} \quad (4.31)$$

e

$$\Im\{Z_0(f)\} \stackrel{(1^a)}{\approx} \frac{G(f)}{2\omega C(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} - \frac{R(f)}{2\omega L(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}}. \quad (4.32)$$

A expansão em segunda ordem leva a

$$Z_0(f) \stackrel{(2^a)}{\approx} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} \left(1 - \frac{G(f)}{2j\omega C(f)} - \frac{3G(f)^2}{8\omega^2 C(f)^2} + \frac{R(f)}{2j\omega L(f)} + \frac{R(f)G(f)}{4\omega^2 L(f)C(f)} - \frac{3R(f)G(f)^2}{16j\omega^3 L(f)C(f)^2} + \frac{R(f)^2}{8\omega^2 L(f)^2} - \frac{R(f)^2 G(f)}{16j\omega^3 L(f)^2 C(f)} - \frac{3R(f)^2 G(f)^2}{64\omega^4 L(f)^2 C(f)^2}\right), \quad (4.33)$$

onde as partes reais e imaginárias são dadas por

$$\begin{aligned} \Re\{Z_0(f)\} &\stackrel{(2^a)}{\approx} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} + \frac{R(f)G(f)}{4\omega^2 L(f)C(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} - \frac{3G(f)^2}{8\omega^2 C(f)^2} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} \\ &\quad + \frac{R(f)^2}{8\omega^2 L(f)^2} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} - \frac{3R(f)^2 G(f)^2}{64\omega^4 L(f)^2 C(f)^2} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} \end{aligned} \quad (4.34)$$

e

$$\begin{aligned} \Im\{Z_0(f)\} &\stackrel{(2^a)}{\approx} \frac{G(f)}{2\omega C(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} - \frac{R(f)}{2\omega L(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} \\ &\quad + \frac{3R(f)G(f)^2}{16\omega^3 L(f)C(f)^2} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} + \frac{R(f)^2 G(f)}{16\omega^3 L(f)^2 C(f)} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}}. \end{aligned} \quad (4.35)$$

O procedimento pode ser continuado para ordens mais altas obtendo precisão superior, entretanto os resultados mostram que a expansão em primeira ordem é suficiente para modelar os cabos de interesse na faixa de frequência de interesse. Sendo assim, o foco será modelar os termos em (4.31) e (4.32).

Primeiro, iniciamos com o primeiro termo da parte real, assumindo que quando $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ e $G(f) \ll 2\pi fC(f)$ o termo de raiz quadrada $\sqrt{L(f)/C(f)}$ pode ser assumido *constante* sobre a frequência. Nesse caso, como já discutido, um comportamento *constante* similar se aplica ao produto $L(f)C(f)$ na segunda parte de (4.31).

Relembrando que para altas frequências o comportamento da resistência em série é proporcional a raiz quadrada da frequência, $R(f) \propto \sqrt{|f|}$, e também adotando $G(f) \propto |f|$ para descrever o comportamento da condutância em paralelo, podemos concluir que o segundo termo em (4.31) é proporcional a $1/\sqrt{|f|}$, e a parte real de $Z_0(f)$ pode ser aproximada por

$$\Re\{Z_0(f)\} = h_1 + h_2 \frac{1}{\sqrt{|f|}}, \quad (4.36)$$

onde h_1 e h_2 são dois parâmetros empíricos que escalam o termo *constante* e o termo $1/\sqrt{|f|}$, respectivamente. O parâmetro h_1 pode ser interpretado como um valor próximo ao valor absoluto médio da impedância característica, sendo assim uma aproximação de ordem zero para $Z_0(f)$ pode ser dada por h_1 (isto é, $Z_0(f) \approx \sqrt{L(f)/C(f)}$). O parâmetro h_2 é o parâmetro que controla a transição da região de baixas frequências (isto é, a região abaixo de onde o efeito pelicular é manifestado [54]) para a região onde a impedância característica tende a ser constante.

Por fim, para modelar a parte imaginária de $Z_0(f)$ faremos uma aproximação de acordo com (4.32), e então serão impostas restrições de modo a se obter um modelo para $\Im\{Z_0(f)\}$ que corresponda a transformada de Hilbert de (4.36).

A partir da definição para a capacitância em paralelo apresentada em (4.4), e assumindo que $G(f) \propto |f|$ e $\sqrt{L(f)/C(f)}$ é constante, podemos concluir que a primeira parte de (4.32) também pode ser aproximada por uma *constante*. A segunda parte pode ser reescrita como $-\frac{R(f)}{2\omega\sqrt{L(f)C(f)}}$, e junto com a suposição que $R(f) \propto \sqrt{|f|}$ e $L(f)C(f)$ é constante, pode-se assumir que ela é proporcional a $-1/\sqrt{|f|}$, e então a parte imaginária de $Z_0(f)$ pode ser aproximada por

$$\Im\{Z_0(f)\} = h_3 - h_4 \frac{1}{\sqrt{|f|}}, \quad (4.37)$$

onde h_3 e h_4 são dois parâmetros empíricos que escalam o termo *constante* e o termo $-1/\sqrt{|f|}$, respectivamente.

Para os cabos de interesse, e nas frequências de interesse, o valor assintótico de $\Im\{Z_0\}$ tende a zero (isto é, constante), devido ao fato de $R(f) \ll 2\pi fL(f)$ e $G(f) \ll 2\pi fC(f)$. Esse comportamento pode ser verificado através de medições em laboratório [56]. Baseado nisso, e afim de reduzir o número de parâmetros para se obter um modelo mais simples, o parâmetro h_3 em (4.37) pode ser fixado como zero.

A respeito da causalidade, é interessante perceber que os pares da transformada de Hilbert $1/\sqrt{|f|} \xrightarrow{\mathcal{H}} -\text{sgn}(f)/\sqrt{|f|}$ já encontram-se incorporados nos termos dependentes em frequência de (4.36) e (4.37). Note que $h_2 \neq h_4$, entretanto, afim de impor causalidade, eles podem ser organizados em um único parâmetro. Deste modo, assume-se que $h_4 = h_2$ e $h_3 = 0$, o que resulta em uma perda de precisão relativamente pequena nos resultados. Sumarizando, o modelo proposto para a impedância característica é definido como

Definição 4 (HM1) *A impedância característica, $Z_0(f) = \Re\{Z_0(f)\} + j\Im\{Z_0(f)\}$, pode ser modelada por*

$$\Re\{Z_0(f)\} = h_1 + h_2 \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (4.38)$$

$$\Im\{Z_0(f)\} = -h_2 \frac{1}{\sqrt{f}}. \quad (4.39)$$

□

O modelo HM1 pode ser visto como uma alternativa causal frente ao modelo do padrão CEI/IEC. Na definição acima, o valor absoluto é retirado já que apenas frequências positivas serão usadas para modelar $Z_0(f)$. A abreviação HM denota *H Model*, já que ele é composto apenas por parâmetros h . Por fim, é importante citar que é benéfico incluir h_3 no procedimento de análise para estimação dos valores de h_1 e h_2 , ao invés de descartar seu valor de modo prévio. Isso proporciona melhores resultados no ajuste da parte imaginária de $Z_0(f)$ e será adotado na sequência.

4.4 Procedimento de Análise para os Modelos KM e HM

Uma das principais vantagens dos modelos de cabo simplificados é ter o procedimento de análise associado potencialmente mais fácil do que aqueles utilizados por modelos mais sofisticados, que normalmente requerem técnicas de otimização iterativas multi-variável⁴ para ajuste de seus parâmetros junto a dados medidos.

Os valores dos parâmetros dos modelos KM e HM podem ser estimados através de técnicas de otimização fáceis e de custo computacional reduzido, tal como a técnica de mínimos quadrados, que pode ser formulada através de equações de forma-fechada. Por exemplo, medições de impedância de entrada de circuito aberto e circuito fechado podem ser obtidas com auxílio de um analisador de impedância para n pontos de frequência diferentes $f_i, i = 1, \dots, n$, e transformadas em $Z_0(f)$ e $\gamma(f)$ através de (2.10) e (2.11). De maneira similar, $Z_0(f)$ e $\gamma(f)$ podem ser derivados a partir de medições dos parâmetros de espalhamento da linha feitas por um analisador de rede, através de (2.20) e (2.19). O erro médio quadrático entre medidas e modelo é minimizado impondo com que as derivadas parciais em relação a cada parâmetro sejam zero.

4.4.1 Estimador do Modelo KM1

O erro médio quadrático para a constante de atenuação é dado por

$$E = \sum_{i=1}^n \left(k_1 \sqrt{f_i} + k_2 f_i - \alpha(f_i) \right)^2. \quad (4.40)$$

Obtendo as derivadas parciais da soma dos erros em diferentes pontos de frequência em relação a cada parâmetro do modelo, e fazendo elas iguais a zero, resulta nas seguintes equações

$$k_1 = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{f_i} \alpha(f_i) - k_2 \sum_{i=1}^n f_i^{1.5}}{\sum_{i=1}^n f_i} \quad (4.41)$$

$$k_2 = \frac{\sum_{i=1}^n f_i \alpha(f_i) - k_1 \sum_{i=1}^n f_i^{1.5}}{\sum_{i=1}^n f_i^2}, \quad (4.42)$$

que são resolvidas como um sistema de duas equações e duas incógnitas.

⁴Técnicas iterativas requerem uma boa definição do espaço de busca e das condições iniciais para obterem sucesso durante o processo de otimização. Muitas vezes tal inicialização é difícil sem informações *a priori* do cabo.

De maneira similar, o erro médio quadrático para a constante de fase é dado por

$$E = \sum_{i=1}^n \left(k_1 \sqrt{f_i} - k_2 \frac{2}{\pi} f_i \ln f_i + k_3 f_i - \beta(f_i) \right)^2, \quad (4.43)$$

e a estimação LS do parâmetro k_3 resulta em

$$k_3 = \frac{\sum_{i=1}^n \beta(f_i) - k_1 \sum_{i=1}^n f_i^{1.5} + k_2 \sum_{i=1}^n \frac{2}{\pi} f_i^2 \ln f_i}{\sum_{i=1}^n f_i^2}. \quad (4.44)$$

4.4.2 Estimador do Modelo KM2

O erro médio quadrático para a constante de atenuação é dado por

$$E = \sum_{i=1}^n \left(k_1 \sqrt{f_i} + k_2 f_i + k_4 - \alpha(f_i) \right)^2, \quad (4.45)$$

que leva às seguintes equações

$$k_1 = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{f_i} \alpha(f_i) - k_2 \sum_{i=1}^n f_i^{1.5} - k_4 \sum_{i=1}^n \sqrt{f_i}}{\sum_{i=1}^n f_i} \quad (4.46)$$

$$k_2 = \frac{\sum_{i=1}^n f_i \alpha(f_i) - k_1 \sum_{i=1}^n f_i^{1.5} - k_4 \sum_{i=1}^n f_i}{\sum_{i=1}^n f_i^2} \quad (4.47)$$

$$k_4 = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha(f_i) - k_1 \sum_{i=1}^n \sqrt{f_i} - k_2 \sum_{i=1}^n f_i}{n}, \quad (4.48)$$

as quais são resolvidas como um sistema de três equações e três incógnitas.

Como o modelo KM2 adota a mesma expressão para $\beta(f)$ do modelo KM1, a estimação LS para o parâmetro k_3 é a mesma de (4.44).

4.4.3 Estimador do Modelo KM3

O erro médio quadrático para a constante de atenuação é dado por

$$E = \sum_{i=1}^n \left(k_1 \sqrt{f_i} + k_2 f_i + k_5 \frac{1}{\sqrt{f_i}} + k_4 - \alpha(f_i) \right)^2, \quad (4.49)$$

que leva às seguintes equações

$$k_1 = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{f_i} \alpha(f_i) - k_2 \sum_{i=1}^n f_i^{1.5} - k_4 \sum_{i=1}^n \sqrt{f_i} - k_5 n}{\sum_{i=1}^n f_i} \quad (4.50)$$

$$k_2 = \frac{\sum_{i=1}^n f_i \alpha(f_i) - k_1 \sum_{i=1}^n f_i^{1.5} - k_4 \sum_{i=1}^n f_i - k_5 \sum_{i=1}^n \sqrt{f_i}}{\sum_{i=1}^n f_i^2} \quad (4.51)$$

$$k_4 = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha(f_i) - k_1 \sum_{i=1}^n \sqrt{f_i} - k_2 \sum_{i=1}^n f_i - k_5 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{f_i}}}{n} \quad (4.52)$$

$$k_5 = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{f_i}} \alpha(f_i) - k_1 n - k_2 \sum_{i=1}^n \sqrt{f_i} - k_4 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{f_i}}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{f_i}}}, \quad (4.53)$$

as quais são resolvidas como um sistema de quatro equações e quatro incógnitas.

O erro médio quadrático para a constante de fase é dado por

$$E = \sum_{i=1}^n \left(k_1 \sqrt{f_i} - k_2 \frac{2}{\pi} f_i \ln f_i + k_3 f_i - k_5 \frac{1}{\sqrt{f_i}} - \beta(f_i) \right)^2, \quad (4.54)$$

e a estimação LS para o parâmetro k_3 resulta em

$$k_3 = \frac{\sum_{i=1}^n f_i \beta(f_i) - k_1 \sum_{i=1}^n f_i^{1.5} + k_2 \sum_{i=1}^n \frac{2}{\pi} f_i^2 \ln f_i + k_5 \sum_{i=1}^n \sqrt{f_i}}{\sum_{i=1}^n f_i^2}. \quad (4.55)$$

4.4.4 Estimador do Modelo HM1

O erro médio quadrático para a impedância característica complexa $Z_0(f) = \mathbb{R}\{Z_0(f)\} + j\mathfrak{S}\{Z_0(f)\}$, é dado por

$$E = \sum_{i=1}^n \left(h_1 + h_2 \frac{1}{\sqrt{f_i}} + jh_3 - jh_2 \frac{1}{\sqrt{f_i}} - \mathbb{R}\{Z_0(f_i)\} - j\mathfrak{S}\{Z_0(f_i)\} \right)^2. \quad (4.56)$$

Como mencionado anteriormente, o parâmetro h_3 é incluso no processo de estimação.

Obtendo as derivadas parciais da soma dos erros em diferentes pontos de frequência em relação a cada parâmetro do modelo, e fazendo elas iguais a zero, resulta nas seguintes equações

$$h_1 = \frac{\sum_{i=1}^n \mathbb{R}\{Z_0(f_i)\} - h_2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{f_i}}}{n} \quad (4.57)$$

$$h_2 = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{\mathbb{R}\{Z_0(f_i)\}}{\sqrt{f_i}} - \sum_{i=1}^n \frac{\mathfrak{S}\{Z_0(f_i)\}}{\sqrt{f_i}} - h_1 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{f_i}} + h_3 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{f_i}}}{2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{f_i}} \quad (4.58)$$

$$h_3 = \frac{\sum_{i=1}^n \mathfrak{S}\{Z_0(f_i)\} + h_2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sqrt{f_i}}}{n}, \quad (4.59)$$

as quais são resolvidas como um sistema de três equações e três incógnitas. Note que após influenciar os valores de h_1 e h_2 através do procedimento de estimação, o parâmetro h_3 não é usado ($h_3 = 0$) em (4.39).

4.5 O Modelo KHM

Por fim, com objetivo de compor um modelo *completo* para descrever os coeficientes secundários de cabos de cobre utilizados em enlases metálicos de sistemas G.fast, o modelo KHM (*KH Model = KM1 + HM1*) possui $M = 5$ parâmetros em Θ , tal que $\Theta = \{k_1, k_2, k_3, h_1, h_2\}$, e $N = 2$ equações de síntese em Γ , tal que $\Gamma = \{Z_0(f), \gamma(f)\}$.

Definição 5 (KHM) *A constante de propagação, $\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f)$, pode ser modelada por*

$$\alpha = k_1\sqrt{f} + k_2f \quad (4.60)$$

$$\beta = k_1\sqrt{f} - k_2\frac{2}{\pi}f \ln f + k_3f. \quad (4.61)$$

A impedância característica, $Z_0(f) = \mathbb{R}\{Z_0(f)\} + j\mathbb{S}\{Z_0(f)\}$, pode ser modelada por

$$\mathbb{R}\{Z_0(f)\} = h_1 + h_2\frac{1}{\sqrt{f}} \quad (4.62)$$

$$\mathbb{S}\{Z_0(f)\} = -h_2\frac{1}{\sqrt{f}}. \quad (4.63)$$

□

Naturalmente, os modelos KM2 e KM3 podem ser utilizados de maneira similar para compor o modelo *completo*, entretanto as evidências dos experimentos mostram que o modelo KM1 é suficiente para os testes apresentados nesse trabalho.

No próximo capítulo, o modelo KHM será utilizado para caracterizar diferentes tipos de enlases de cobre, em ambos os domínios, tempo e frequência.

Capítulo 5

Experimentos e Simulações

Este capítulo apresenta experimentos e simulações computacionais para avaliação da performance dos modelos propostos. Os testes são realizados tendo como base dados medidos em laboratório (a partir de cabos de cobre curtos), além de dados simulados referentes a três topologias de referência do padrão G.fast. Os números obtidos através do modelo KHM e do modelo proposto para a admitância em paralelo são comparados com aqueles obtidos através de modelos de cabo conhecidos da literatura. Os resultados mostram que os modelos aqui propostos são precisos e capazes de caracterizar enlaces metálicos de diferentes tipos, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, com bastante precisão e baixo custo computacional associado.

5.1 Experimentos Utilizando Dados Medidos

Primeiramente, a precisão do modelo KHM será validada utilizando dados obtidos a partir de medições de cabos reais feitas em laboratório. A campanha de medição foi realizada durante o ano de 2014 nas dependências do Laboratório de Sensores e Sistemas Embarcados que fica localizado no prédio do Laboratório de Engenharia Elétrica da Universidade Federal.

5.1.1 Grandezas Medidas, Equipamentos Utilizados e Cabos Adotados

As grandezas medidas durante a realização dos experimentos foram os parâmetros de espalhamento da linha $S_{21}(f)$ e $S_{11}(f)$.

Os equipamentos utilizados e os cabos adotados foram:

- Analisador de rede Agilent E5071C (9 kHz-8,5 GHz);
- 2 Baluns North Hills 0319NA (100 kHz-300 MHz, 50 UNB-100 BAL);
- Cabo Ericsson ELQXBE (1x4x0,5) de 50 m de comprimento;
- Cabo Ericsson ELQXBE (1x4x0,5) de 26 m de comprimento;
- Cabo Cat5 típico (4x2x0,5) de 62,9 m de comprimento.

Os cabos Ericsson ELQXBE e o cabo Cat5 típico foram adotados nesse trabalho, pois representam cabos de cobre com propriedades físicas (diâmetro e disposição dos fios, material de isolamento, etc) similares àquelas descritas para as linhas metálicas que compõem o cabeamento residencial de algumas topologias de referência do padrão G.fast [12]. O cabo Ericsson ELQXBE é um cabo *indoor* desenvolvido para sistemas de telecomunicação, por exemplo, para transmissões DSL e *plain old telephone service* (POTS). Ele é isolado por polietileno, revestido por um composto termoplástico livre de halogênio, e seus fios são trançados em *quads* compostos por dois pares. O cabo Cat5 típico é um cabo comumente utilizado em cabeamento estruturado para redes de computadores, tais como redes Ethernet.

Os cabos foram conectados ao analisador de rede através de transformadores baluns, responsáveis pelo processo de balanceamento e desbalanceamento dos sinais. Os baluns também tem a função de converter a impedância do sistema de 50Ω do analisador de rede, para 100Ω dos cabos metálicos.

Os equipamentos e o cabo Cat5 utilizado nos experimentos são ilustrados nas Figuras 5.1 e 5.2. É importante citar que as condições de temperatura foram mantidas constantes durante a realização dos testes.

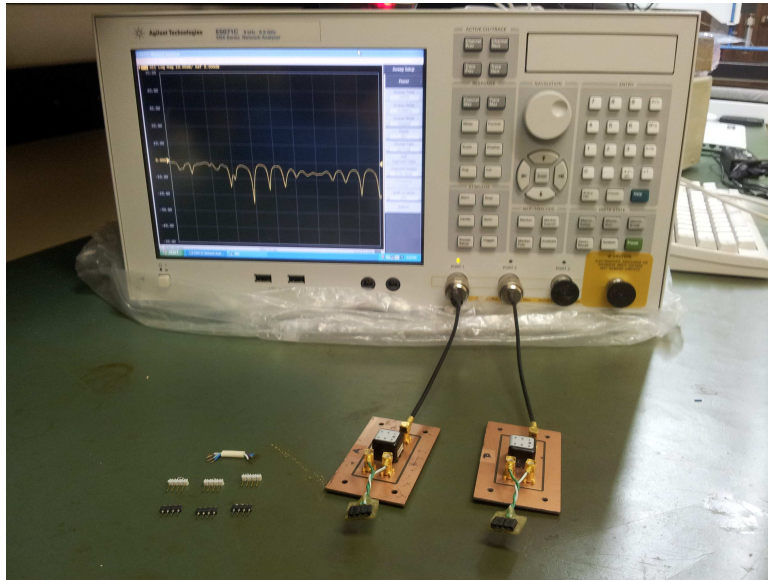


Figura 5.1: Equipamentos utilizados nos experimentos de medição.

5.1.2 Modelagem de Segmentos Individuais

Os parâmetros de espalhamento $S_{21}(f)$ e $S_{11}(f)$ foram medidos pelo analisador de rede para um par de fios de cobre contido dentro de cada um dos cabos citados, em uma faixa de frequência de 100 kHz a 212 MHz. As impedâncias características e constantes de propagação correspondentes foram então estimadas a partir das medições através de (2.20) e (2.19), e foram utilizadas em um procedimento de análise baseado nas equações apresentadas no Capítulo 4 com objetivo de extrair os valores para os parâmetros k e h do modelo KHM que melhor se ajustam ao conjunto de dados medidos Ξ . A Tabela 5.1 apresenta os valores estimados.

Tabela 5.1: Parâmetros do modelo KHM ajustados aos cabos medidos.

Parâmetro (por km) / Cabo	ELQXBE 50 m	ELQXBE 26 m	Cat5 62,9 m
h_1	125,3535	126,2974	101,2393
h_2	$5,6279 \times 10^{+3}$	$2,6528 \times 10^{+3}$	$3,2608 \times 10^{+3}$
k_1	0,00196	0,00175	0,00207
k_2	$4,94725 \times 10^{-8}$	$5,47288 \times 10^{-8}$	$2,39281 \times 10^{-8}$
k_3	$3,03643 \times 10^{-5}$	$2,66477 \times 10^{-5}$	$2,94153 \times 10^{-5}$

Em seguida, utilizando esse conjunto estimado de parâmetros e as equações de síntese do modelo KHM, as seguintes quantidades elétricas foram derivadas para cada segmento de

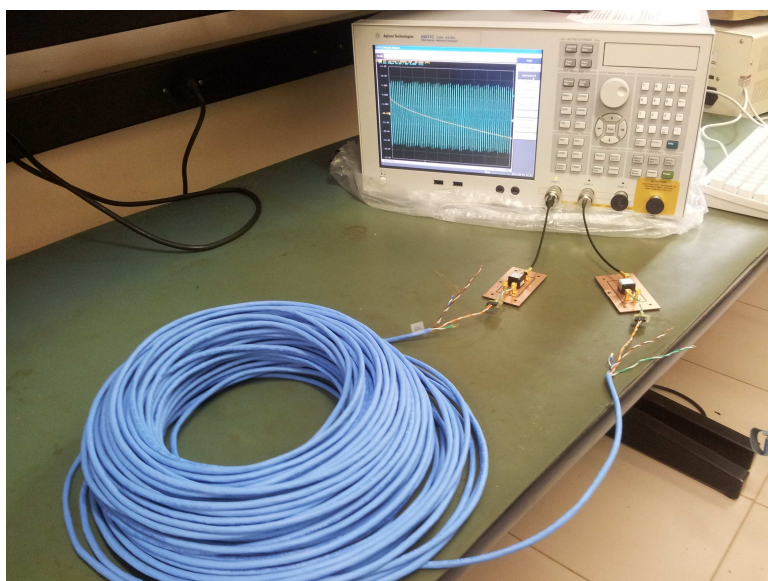


Figura 5.2: Medição do cabo Cat5.

cabo medido: os coeficientes secundários, impedâncias de entrada, funções de transferência e respostas ao impulso.

Os valores absolutos medidos e modelados para as impedâncias características são mostrados na Figura 5.3. As curvas de impedância do cabo Ericsson ELQXBE de 26 m são omitidas na Figura 5.3 devido às suas similaridades com aquelas derivadas a partir do cabo Ericsson ELQXBE de 50 m.

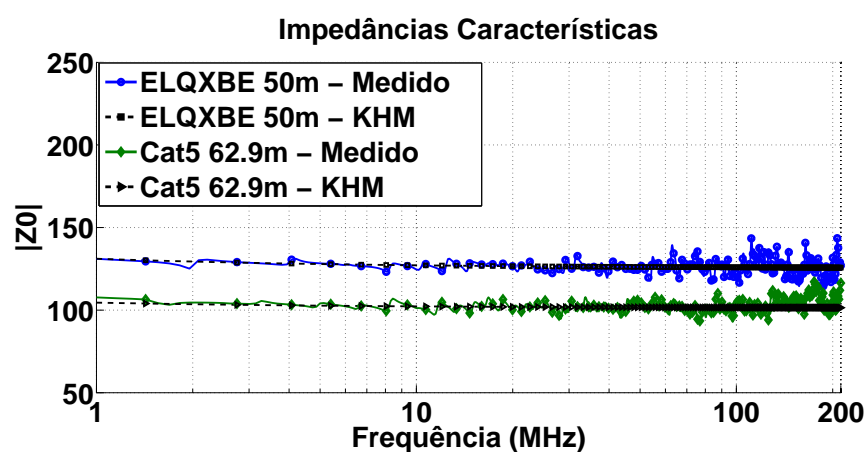


Figura 5.3: Valores absolutos medidos e modelados para as impedâncias características.

De modo a se avaliar a precisão do modelo, o erro absoluto (diferença) entre as impedâncias características medidas e modeladas é mostrado na Figura 5.4. É possível verificar que até 106 MHz o erro ficou na faixa de $\pm 10 \Omega$. Acima disso (até 212 MHz), o impacto das não-homogeneidades provenientes da construção imperfeita dos cabos se torna

mais proeminente em relação aos modelos que assumem que a linha é homogênea, tal como o modelo proposto.

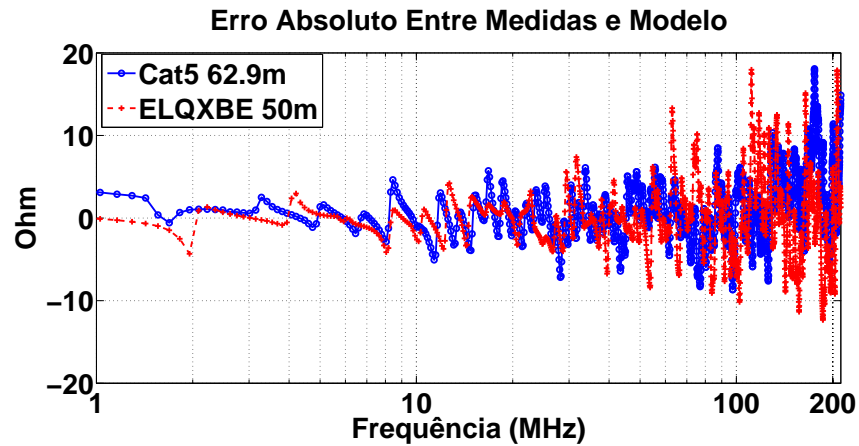


Figura 5.4: Erro absoluto entre as impedâncias características medidas e modeladas.

Os valores absolutos medidos e modelados para as funções de transferência são mostrados na Figura 5.5. As funções de transferência modeladas foram obtidas através de uma representação equivalente dada por uma matriz ABCD, composta pelos valores modelados de $Z_0(f)$ e $\gamma(f)$.

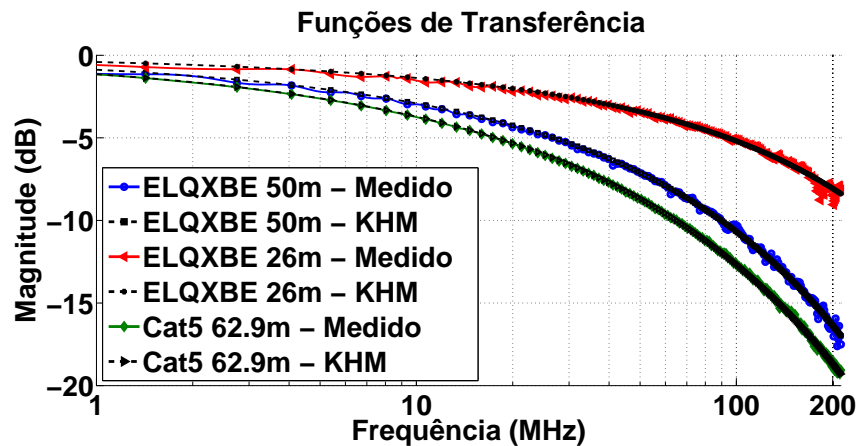


Figura 5.5: Valores absolutos medidos e modelados para as funções de transferência.

O erro absoluto entre as funções de transferência medidas e modeladas para os três cabos testados é mostrado na Figura 5.6. Para todos os casos o erro ficou na faixa de ± 1 dB.

De modo similar, as Figuras 5.7 e 5.8 mostram os valores absolutos medidos e modelados para as impedâncias de entrada de circuito aberto e circuito fechado do cabo Cat5. Os resultados obtidos através do modelo KHM são comparados com aqueles obtidos quando $Z_0(f)$ é modelado usando o modelo CEI/IEC, e $\gamma(f)$ é modelado usando o modelo de Chen.

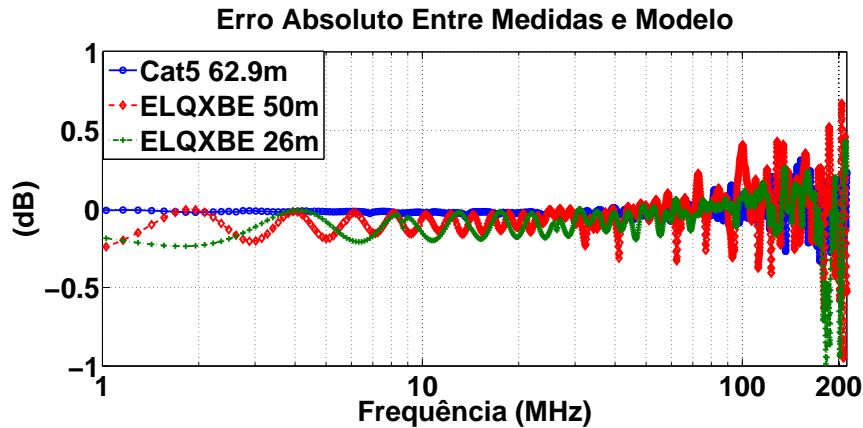


Figura 5.6: Erro entre $H(f)$ medidos e modelados para os três cabos testados.

O objetivo é contrastar os resultados do modelo KHM com aqueles gerados por outros modelos de cabo simplificados existentes na literatura.

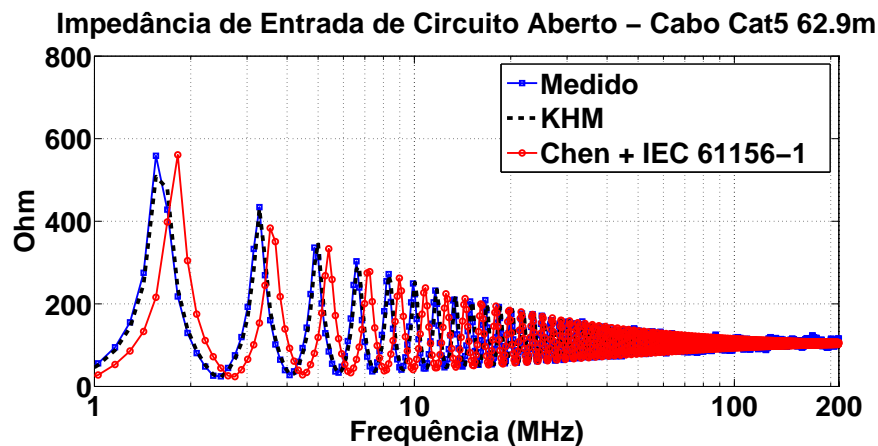


Figura 5.7: Imp. de entrada de circuito aberto medidas e modeladas para o cabo Cat5.

Embora os modelos analisados tenham sido de alguma forma equivalentes no domínio da frequência¹, o mesmo não foi observado no domínio do tempo. Considerando o cabo Cat5, o atraso de propagação da linha foi estimado em aproximadamente $T_{pd} = 280 \text{ ns}$. A partir da Figura 5.9, é possível observar que a causalidade na resposta ao impulso é preservada somente quando o modelo KHM é utilizado, já que ele obedece o tempo mínimo necessário imposto pelo atraso de propagação. As respostas ao impulso foram derivadas através da transformada inversa de Fourier das funções de transferência.

¹Os resultados obtidos para os valores absolutos de $\gamma(f)$, $Z_0(f)$ e $H(f)$ mostraram-se equivalentes para os três modelos, ainda que seja possível verificar através das Figuras 5.7 e 5.8 o impacto causado pelo uso de funções não-causais no cálculo de $Z_{oc}(f)$ e $Z_{sc}(f)$, que é sumarizado por um deslocamento em frequência do sinal.

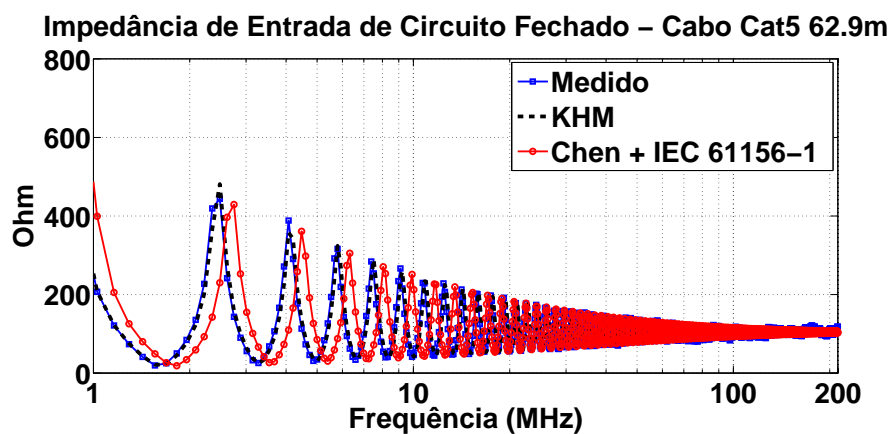


Figura 5.8: Imp. de entrada de circuito fechado medidas e modeladas para o cabo Cat5.

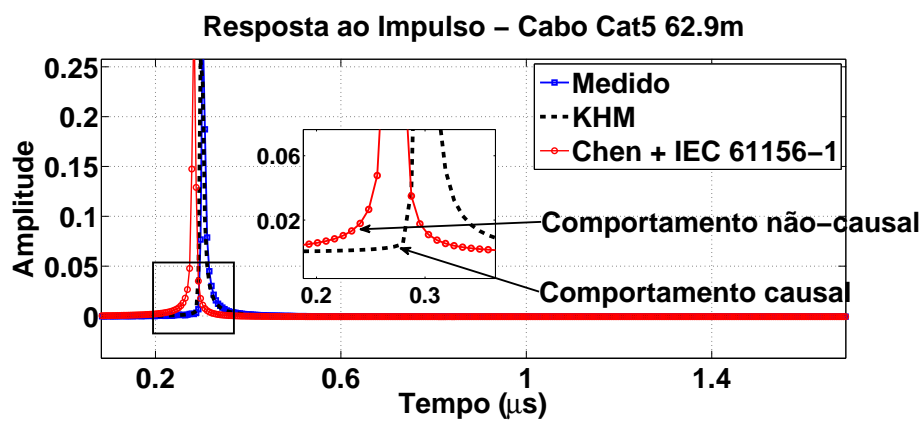


Figura 5.9: Respostas ao impulso medidas e modeladas para o cabo Cat5.

É importante notar que os valores dos parâmetros apresentados na Tabela 5.1 são absolutamente válidos para os 3 segmentos de cabos medidos e analisados. Entretanto, a generalização desses valores para outros cabos (mesmo quando os cabos em questão são do mesmo tipo e fabricante) deve ser feita com cautela, já que diferentes cabos podem ser afetados por diferentes erros sistemáticos de manufatura durante a produção, não-homogeneidades, etc. Para se obter uma figura representativa dos valores dos parâmetros para uma determinada classe de cabos (por exemplo, para cabos de mesma categoria como Cat3, Cat5 e Cat6, ou para cabos com os mesmos diâmetros de fios condutores e materiais de isolamento) muitas medições precisam ser feitas, e a estimação deve levar em consideração algum tipo de cálculo médio para obtenção dos valores finais.

5.1.3 Modelagem de Segmentos Múltiplos

Além de caracterizar segmentos individuais de cabo, o modelo KHM também foi testado para modelar enlaces de cobre compostos por segmentos múltiplos. Para isso, duas topologias genéricas foram definidas utilizando os cabos metálicos previamente medidos, um enlace contendo dois segmentos em série e outro enlace contendo dois segmentos em série conectados a uma *bridged tap*, compondo duas topologias distintas:

Topologia 1: Cabo Ericsson ELQXBE de 50 m + Cabo Cat5 de 62,9 m, em série;

Topologia 2: Cabo Ericsson ELQXBE de 50 m + Cabo Cat5 de 62,9 m, em série, + cabo Ericsson ELQXBE de 26 m como *bridged tap*.

Medições das duas topologias foram obtidas conectando os cabos assim como ilustrado na Figura 5.10.

As funções de transferência e respostas ao impulso derivadas a partir das medições foram comparadas com aquelas obtidas através do modelo proposto. As funções de transferência modeladas foram calculadas utilizando uma matriz ABCD equivalente composta pelo produto das matrizes ABCD individuais de cada segmento, as quais foram derivadas utilizando o conjunto correspondente de parâmetros estimados $\hat{\Theta}$ da Tabela 5.1, e as equações de síntese do modelo KHM.

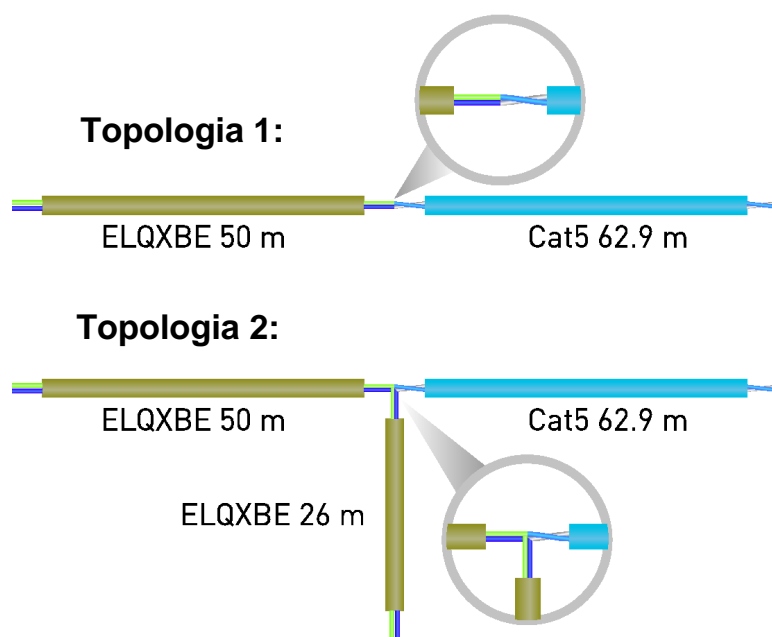


Figura 5.10: Os dois enlaces genéricos de segmentos múltiplos medidos e modelados.

As Figuras 5.11 e 5.12 mostram os resultados para a topologia 1, e as Figuras 5.13 e 5.14 mostram os resultados para a topologia 2.

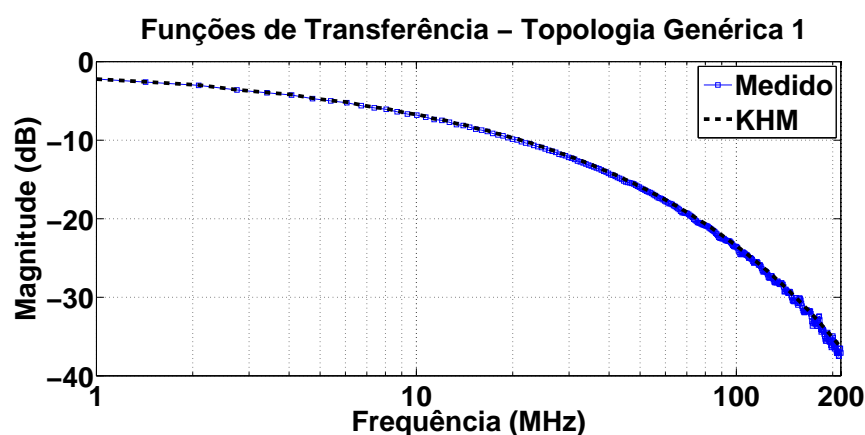


Figura 5.11: Funções de transferência medidas e modeladas para a topologia 1.

Os resultados indicam que o modelo KHM é capaz de caracterizar enlaces metálicos curtos operando em frequências de até centenas de MHz com grande precisão. A Figura 5.15 corrobora essa precisão, mostrando que para a maioria das frequências analisadas o erro absoluto entre as funções de transferência medidas e modeladas para as duas topologias testadas ficou na faixa de ± 1 dB.

Os resultados mostraram ainda que a causalidade no domínio do tempo é assegurada mesmo quando a topologia modelada é composta por múltiplas seções de cabo conectadas

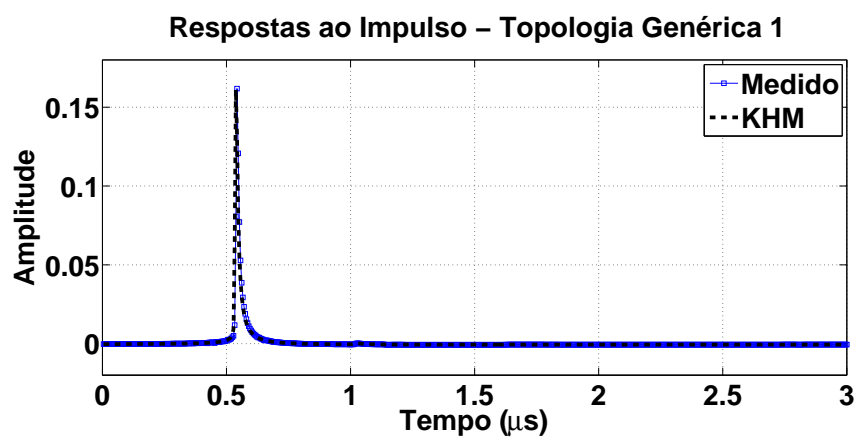


Figura 5.12: Respostas ao impulso medidas e modeladas para a topologia 1.

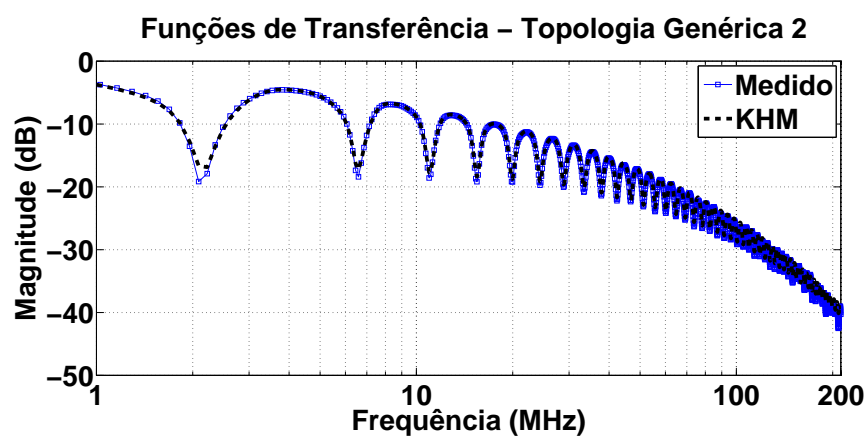


Figura 5.13: Funções de transferência medidas e modeladas para a topologia 2.

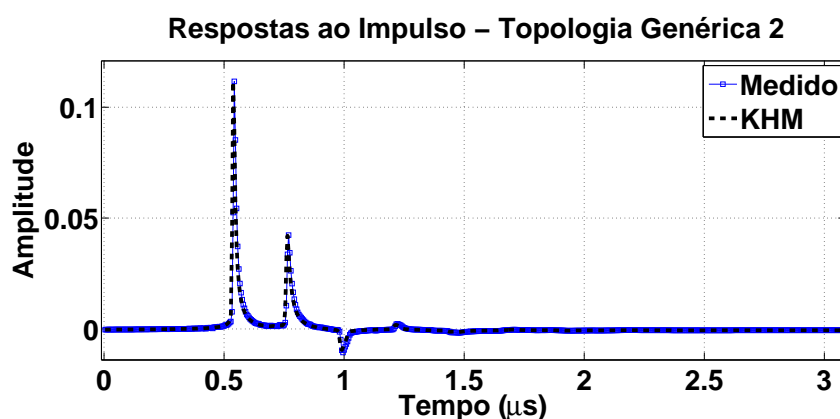


Figura 5.14: Respostas ao impulso medidas e modeladas para a topologia 2.

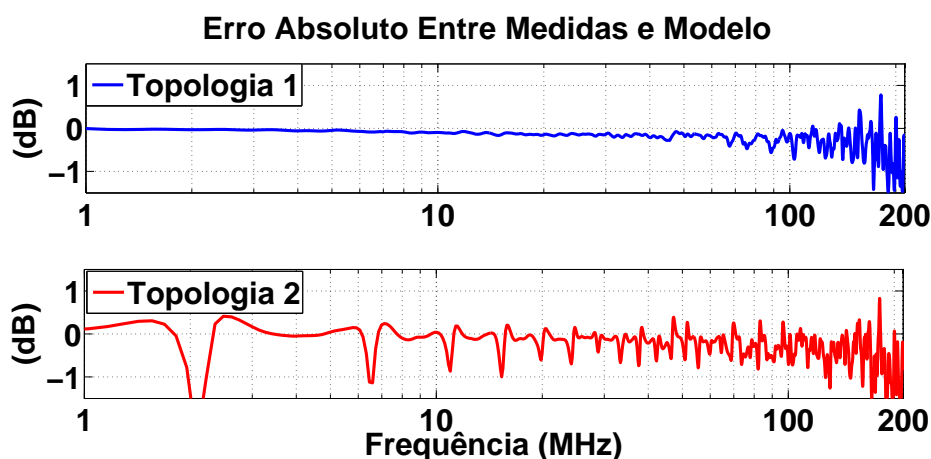


Figura 5.15: Erro entre $H(f)$ medidos e modelados para as duas topologias testadas.

em cascata. Ou seja, dado que o modelo assegura causalidade no domínio do tempo para um segmento individual, a causalidade também é mantida para qualquer combinação de segmentos. Além disso, o modelo mostrou-se adaptado para caracterizar os efeitos nocivos das reflexões causadas pelas não terminações das *bridged taps*, tanto no domínio do tempo, quanto no domínio da frequência. Nesse último caso, como há a interferência destrutiva entre o sinal direto e aquele que retorna da *bridged tap*, a tendência é o sinal ficar residual em certas frequências, provocando um desvio maior entre as curvas medidas e aquelas geradas pelo modelo.

5.2 Experimentos Utilizando Topologias G.fast Simuladas

Além dos experimentos empregando dados provenientes de medições laboratoriais, o modelo KHM também foi testado utilizando dados simulados provenientes de três topologias de referência do padrão G.fast [12]. As topologias de referência do G.fast descrevem configurações de enlaces de cobre que são esperadas de serem encontradas em instalações G.fast reais.

Para os experimentos apresentados a seguir, três combinações de enlaces de última queda e cabeamento residencial foram selecionadas a partir de [12]: D3-H5, D4-H5 e D4-H3. Essas topologias são compostas, em sua essência, por cabos CAD55 (*Cable Aerial Drop-wire N° 55*), um tipo de cabo composto por 4 pares de fios de cobre de 0,5 mm isolados por polietileno, que são comumente instalados na rede de acesso do Reino Unido [57]. A Figura 5.16 (editada de [12]) ilustra a disposição dos cabos CAD55 nas três topologias de referência G.fast escolhidas².

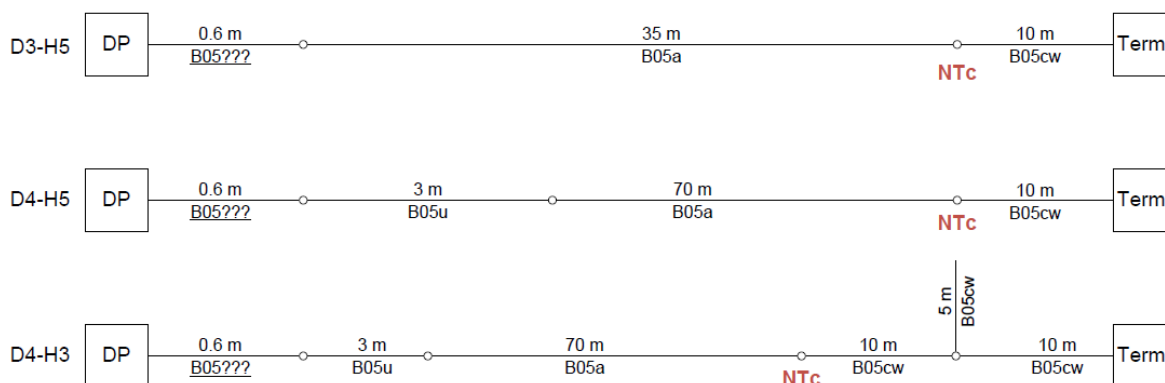


Figura 5.16: Os três enlaces de referência G.fast simulados.

Para obtenção dos resultados, primeiramente, utilizou-se as equações de síntese do modelo TNO/EAB, juntamente com o conjunto Θ de parâmetros definidos pelo ITU em [12] para derivação por simulação dos coeficientes primários e secundários dos cabos CAD55. Como

² De acordo com [12], todos os segmentos B05x das topologias de referência G.fast, isto é, B05a, B05u, B05cw e B05???, são compostos por cabos CAD55.

discutido no Capítulo 3, o modelo TNO/EAB foi definido pelo ITU como modelo padrão para caracterização de cabos típicos das topologias e enlaces de referência do padrão G.fast. Os parâmetros adotados pelo ITU para fins de simulação das características elétricas dos cabos CAD55 são dados na Tabela 5.2. A faixa de frequência utilizada nas simulações foi de 100 kHz a 212 MHz.

Tabela 5.2: Parâmetros do modelo TNO/EAB para o cabo CAD55.

Parâmetro (por m)	Valor
$Z_{0\infty}$	105,0694
η_{VF}	0,6976
R_{s0}	0,1871
q_L	1,5315
q_H	0,7415
q_x	1
q_y	0
q_c	1,0016
ϕ	-0,2356
f_d	1,000000

Em seguida, utilizando esses dados Ξ obtidos por simulação, um procedimento de análise foi realizado com objetivo de estimar o conjunto $\hat{\Theta}$ de valores para os parâmetros k e h do modelo KHM que melhor se ajusta aos cabos CAD55. Os resultados obtidos são mostrados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Parâmetros do modelo KHM para o cabo CAD55.

Parâmetro (por km)	Valor
h_1	106,5050
h_2	$5,9318 \times 10^{+3}$
k_1	0,00185
k_2	$1,20594 \times 10^{-7}$
k_3	$3,11222 \times 10^{-5}$

Por fim, depois de obter o conjunto $\hat{\Theta}$ de parâmetros da Tabela 5.3, e utilizando as

equações de síntese do modelo KHM, as matrizes ABCD de cada seguimento de cabo CAD55 foram derivadas. As funções de transferência das topologias foram então obtidas cascateando as seções individuais. A Figura 5.17 ilustra as funções de transferência dos três enlaces de referência G.fast analisados, modeladas pelo modelo KHM.

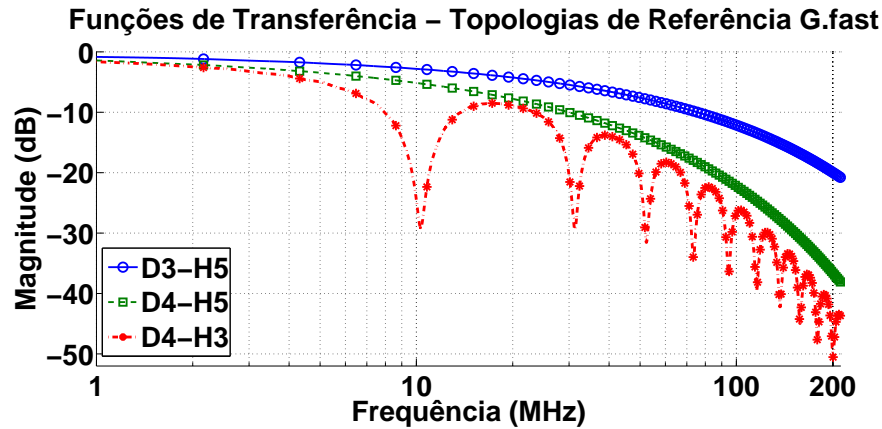


Figura 5.17: Funções de transferência das três topologias G.fast modeladas pelo KHM.

A precisão dos resultados obtidos é exemplificada na Figura 5.18, que ilustra o erro absoluto em dB entre a função de transferência da topologia D4-H3 modelada pelo modelo KHM e aquelas modeladas pelo modelo TNO/EAB, e pelo modelo não-causal BT0. O conjunto Θ de parâmetros para caracterização de cabos CAD55 através do modelo BT0 é dado na Tabela 5.4. Pode-se notar um erro absoluto máximo de aproximadamente ± 1 dB considerando-se a faixa de frequência de até 212 MHz.

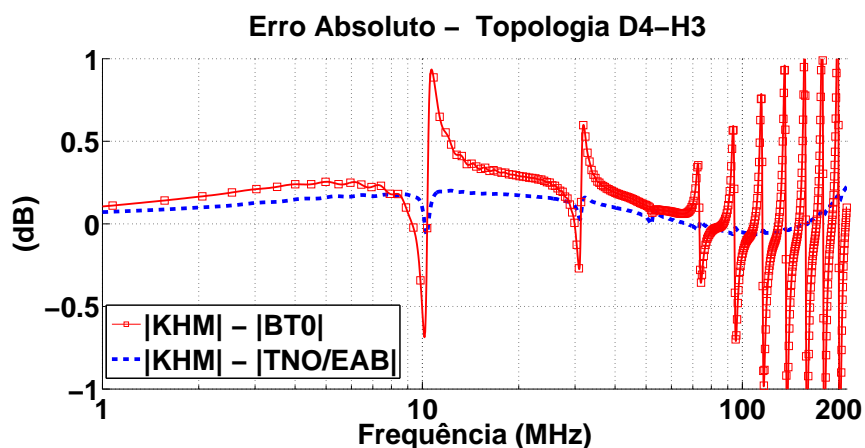


Figura 5.18: Erro absoluto entre as funções de transf. modeladas para a top. D4-H3.

A fim de comparar eventuais discrepâncias em resultados de simulações no domínio da frequência obtidos através dos modelos KHM, TNO/EAB e BT0, estimativas de taxas de bits

Tabela 5.4: Parâmetros do modelo BT0 para o cabo CAD55.

Parâmetro (por km)	Valor
r_{oc}	187,0831
a_c	0,0457
l_0	$6,5553 \times 10^{-4}$
l_∞	$5,0973 \times 10^{-4}$
f_m	$8,1241 \times 10^{+5}$
b	1,0142
g_0	$1,0486 \times 10^{-10}$
ge	1,1500
c_0	$-6,9514 \times 10^{-11}$
c_∞	$4,5578 \times 10^{-8}$
ce	-0,1500

foram realizadas utilizando as funções de transferência derivadas a partir desses modelos para os três enlaces de referência G.fast analisados. As suposições adotadas nas simulações são dadas na Tabela 5.5, e o modelo de sistema considerado é descrito na sequência.

Assume-se que os equipamentos G.fast adotam transmissão por multi-ton discreto (*discrete multi-tone* - DMT) com x tons ortogonais $x_y, y = 1, \dots, X$, isto é, que a largura de banda de transmissão disponível é dividida em X sub-canais independentes (sub-portadoras) x . Considerando que cada símbolo DMT tem um extensão cíclica suficientemente longa, o canal direto (função de transferência) para a linha r no tom x é completamente descrito por um coeficiente complexo $|h_{r,r}^x|$. Além disso, assume-se que p_r^x denota a PSD de transmissão para a linha r no tom x e σ_r^x denota a PSD do ruído externo que não seja *crossstalk* (ruído de fundo, por exemplo). O número de bits para a linha r no tom x é expresso por [30]

$$b_r^x = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma_{eq}} \frac{|h_{r,r}^x|^2 p_r^x}{\sigma_r^x} \right), \quad (5.1)$$

onde

$$\Gamma_{eq} = \Gamma_{SNR} + \Delta - G_c, \quad (5.2)$$

e Γ_{SNR} é o *gap* de SNR, Δ é a margem e G_c é o ganho de código. A taxa total de bits R_r

Tabela 5.5: Suposições adotadas para as simulações de taxas de bits.

Parâmetro	Valor
PSD de transmissão	<i>flat</i> , -76 dBm/Hz
Ruído de fundo	AWGN, -140 dBm/Hz
Margem	6 dB
Ganho de código	5 dB
<i>Gap</i> de SNR	9,75 dB
Taxa de símbolo DMT	51 kSímbolos/s
Carregamento de bit máximo	12
Carregamento de bit mínimo	1
Frequências iniciais	2,2 MHz, 12 MHz, 17,7 MHz, 30 MHz
Frequência final	106 MHz
Espaçamento entre portadoras	51,75 kHz
$Z_s=Z_l$	100 Ω
Eficiência de transmissão	90%
<i>Crosstalk</i>	O <i>crosstalk</i> não foi considerado

para cada usuário r pode ser calculada por

$$R_r = f_s \sum_{x=1}^X b_r^x, \quad (5.3)$$

onde f_s é a taxa de símbolo DMT [30].

Os resultados obtidos para as estimativas de taxas de bits de cada topologia são apresentados nas Tabelas 5.6, 5.7 e 5.8, e comprovam a equivalência dos três modelos.

Tabela 5.6: Taxas de bits estimadas em Mb/s para a topologia D3-H5.

Frequência inicial	Modelo TNO/EAB	Modelo KHM	Modelo BT0
2,2 MHz	1121	1121	1121
12 MHz	1015	1015	1015
17,7 MHz	954	954	954
30 MHz	821	821	821

Tabela 5.7: Taxas de bits estimadas em Mb/s para a topologia D4-H5.

Frequência inicial	Modelo TNO/EAB	Modelo KHM	Modelo BT0
2,2 MHz	1087	1087	1087
12 MHz	981	981	981
17,7 MHz	920	919	920
30 MHz	787	786	787

Tabela 5.8: Taxas de bits estimadas em Mb/s para a topologia D4-H3.

Frequência inicial	Modelo TNO/EAB	Modelo KHM	Modelo BT0
2,2 MHz	984	984	983
12 MHz	881	881	881
17,7 MHz	820	820	819
30 MHz	687	687	687

Por fim, objetivando simulações no domínio do tempo, a Figura 5.19 apresenta as respostas ao impulso do enlace D4-H3 modeladas pelos modelos KHM, TNO/EAB e BT0. Como esperado, é possível observar um comportamento não-causal quando o modelo BT0 é utilizado, enquanto que as respostas ao impulso obtidas através dos modelos KHM e TNO/EAB são causais.

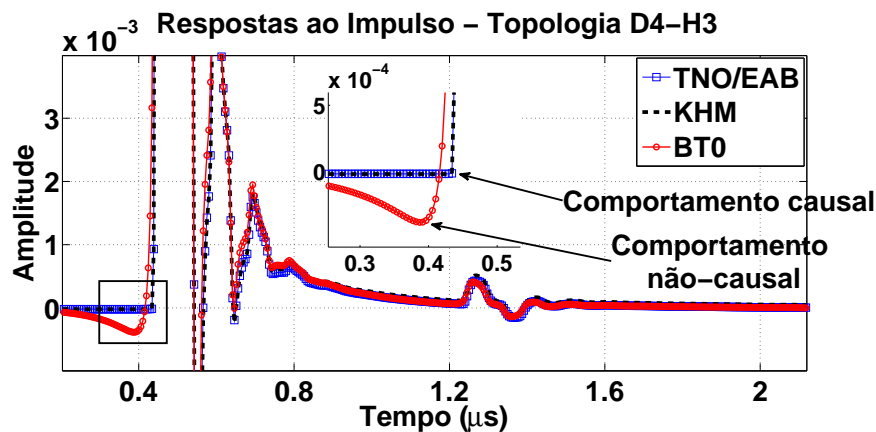


Figura 5.19: Respostas ao impulso da top. D4-H3 modeladas por KHM, TNO/EAB e BT0.

Considerando que os modelos KHM e TNO/EAB são equivalentes em termos de suas precisões tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, é interessante comparar os seus custos computacionais associados. Essa comparação é feita a seguir.

5.3 Análise do Custo Computacional

Uma das principais vantagens do modelo KHM quando comparado a modelos de cabo mais sofisticados está relacionada ao seu custo computacional reduzido na realização dos procedimentos de análise e síntese. Devido ao fato que *benchmarks* são complexos e dependem de diversos fatores, tais como a plataforma computacional adotada, dois métodos de avaliação são discutidos na sequência, os quais são complementares e podem dar ideia a respeito do custo computacional envolvido ao utilizar o modelo.

Primeiro, o modelo KHM é comparado aos modelos TNO/EAB e BT0 através de um índice de complexidade similar àquele proposto em [58]. O índice de complexidade computacional (*computational complexity index* - CCI) é baseado na atribuição de pesos relativos para cada operação matemática utilizada pelo modelo, e é dado por

$$CCI = \sum_{op} Q_{op} P_{op}, \quad (5.4)$$

onde op é a operação matemática, Q_{op} é o número de ocorrências da operação e P_{op} é o seu peso correspondente.

O CCI associado a cada modelo foi calculado usando as suas equações de síntese e parâmetros para derivar os valores complexos de $Z_0(f)$ e $\gamma(f)$ para um ponto de frequência arbitrário f . O número de operações necessárias, bem como o CCI resultante são mostrados na Tabela 5.9. Os pesos de cada operação, que são dependentes da plataforma computacional, foram ajustados através de processadores Intel Pentium após testes com o compilador GCC (*GNU Compiler Collection*) [59].

Para complementar os resultados obtidos através do CCI, tempos computacionais foram comparados a partir de implementações dos modelos em MATLAB. Os números foram obtidos através de funções nativas do MATLAB rodando em um processador Intel Core i5.

A Figura 5.20 ilustra o tempo de processamento de 2.000 procedimentos de síntese, usando os parâmetros e equações dos modelos KHM, TNO/EAB e BT0 para modelagem de um segmento individual de cabo CAD55 de 50 m. Os valores dos parâmetros para os três modelos foram definidos de acordo com as Tabelas 5.3, 5.2 e 5.4. A faixa de frequência adotada para simulação foi de 2,2 MHz a 106 MHz, equivalente ao perfil de transmissão mais baixo do G.fast. É importante notar que devido ao processamento paralelo de outros serviços sendo

Tabela 5.9: O número de operações, o peso associado e o CCI resultante para cada modelo.

	BT0	TNO/EAB	KHM	P_{op}
Adição (+)	12	7	5	1
Subtração (-)	-	2	1	1
Multiplicação (*)	25	57	11	1
Divisão (\div)	7	15	3	1
Raíz quadrada (\sqrt{x})	2	3	4	10,35
Logarítmo ($\ln x$)	-	-	1	36,5
Potênciação (x^y)	14	12	-	74,35
CCI	1.105,6	1.995,8	97,9	

realizados pelo sistema operacional da máquina no momento dos testes, o tempo gasto para completar cada procedimento de síntese de um determinado modelo de cabo variou de acordo com o seu índice.

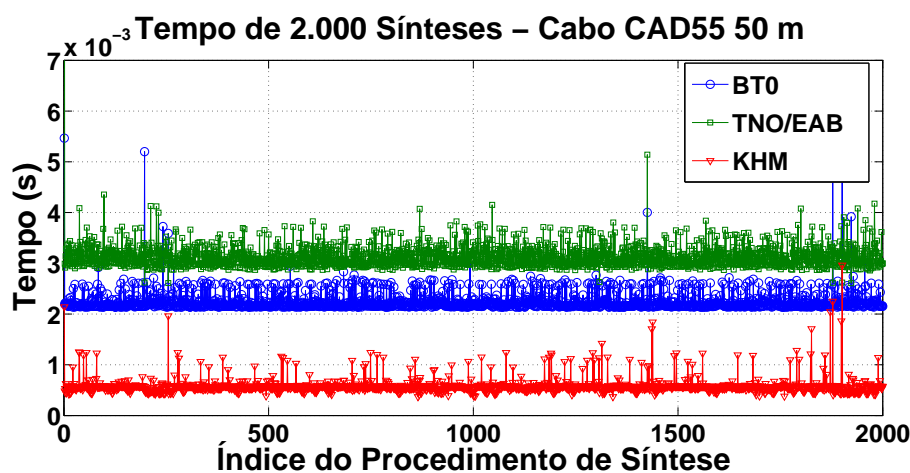


Figura 5.20: Tempo de 2.000 procedimentos de síntese para o cabo CAD55 de 50 m.

A Tabela 5.10 apresenta o tempo total gasto por cada modelo para completar as 2.000 operações de síntese referentes ao cabo CAD55 de 50 m, bem como o tempo médio e o desvio padrão.

Números bastante semelhantes podem ser observados através da Figura 5.21 e da Tabela 5.11, que apresentam os resultados para um cabo CAD55 de 100 m.

Nesses dois testes simples, o procedimento de síntese do modelo proposto provou ser

Tabela 5.10: Tempo médio, desvio padrão e tempo total de síntese do cabo CAD55 de 50 m.

	BT0	TNO/EAB	KHM
Tempo total (s)	4,4927	6,2630	1,1509
Tempo médio (s)	$2,2463 \times 10^{-3}$	$3,1314 \times 10^{-3}$	$5,7543 \times 10^{-4}$
Desvio padrão (s)	$2,0875 \times 10^{-4}$	$2,8789 \times 10^{-4}$	$1,5303 \times 10^{-4}$

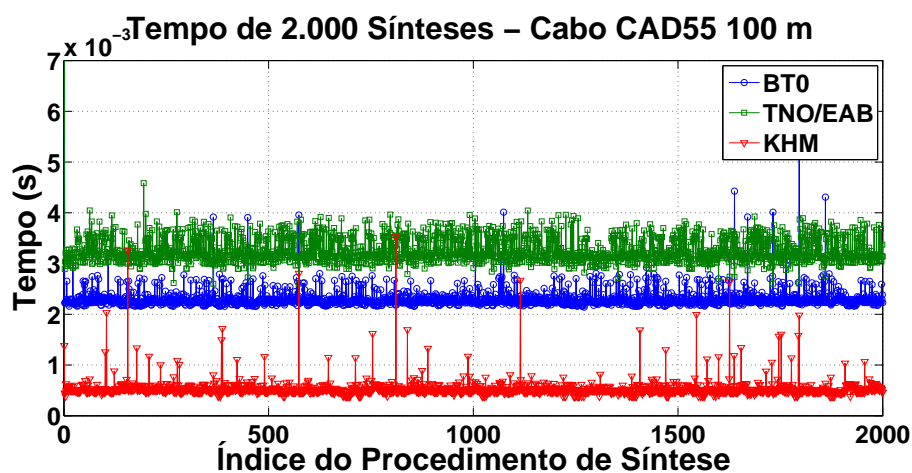


Figura 5.21: Tempo de 2.000 procedimentos de síntese para o cabo CAD55 de 100 m.

Tabela 5.11: Tempo médio, desvio padrão e tempo total de síntese do cabo CAD55 de 100 m.

	BT0	TNO/EAB	KHM
Tempo total (s)	4,6155	6,5217	1,0600
Tempo médio (s)	$2,3077 \times 10^{-3}$	$3,2608 \times 10^{-3}$	$5,3002 \times 10^{-4}$
Desvio padrão (s)	$2,2133 \times 10^{-4}$	$3,1546 \times 10^{-4}$	$1,7986 \times 10^{-4}$

consideravelmente mais rápido que aqueles associados aos outros dois modelos analisados. Em aplicações, tal como [15], que realizam LTI invocando o procedimento de síntese do modelo adotado por aproximadamente 300 a 2.000 vezes (dependendo da topologia em teste), através de suas buscas de análise-por-síntese, a redução do tempo total gasto pode ser significativa.

A discussão apresentada aqui enfatiza o procedimento de síntese, entretanto o modelo KHM também torna-se atrativo por conta do baixo custo computacional de seu procedimento de análise devido às suas expressões de forma-fechada.

5.4 Conexão Entre o Modelo Proposto para $Y(f)$ e o Modelo TNO2

A equação para a admitância em paralelo proposta em (4.5), bem como aquela definida pelo modelo TNO2, são essencialmente idênticas em casos práticos, principalmente naqueles casos em que as frequências de interesse são frequências G.fast.

A equação para a admitância do modelo TNO2 é dada por

$$Y(f) = j2\pi f C_{p0} \left(1 + \frac{j2\pi f}{2\pi f_d} \right)^{\frac{-2\phi}{\pi}}. \quad (5.5)$$

Através da conexão entre o parâmetro ge do modelo BT0 e o parâmetro ϕ do modelo TNO2 apresentada em [26], obtemos

$$ge = 1 - \frac{2\phi}{\pi}, \quad (5.6)$$

o que torna possível reescrever (5.5) como

$$Y(f) = j2\pi f C_{p0} (1 + j2\pi f)^{-(1-ge)}, \quad (5.7)$$

já que para as frequências angulares de interesse $2\pi f \gg 2\pi f_d$.

Se ao invés da equação original usarmos

$$Y(f) = j2\pi f C_{p0} \left(\frac{j2\pi f}{2\pi f_d} \right)^{\frac{-2\phi}{\pi}}, \quad (5.8)$$

obtemos como resultado

$$Y(f) = j2\pi f C_{p0} (j2\pi f)^{-(1-ge)}. \quad (5.9)$$

De fato, (5.5) e (5.8) diferem apenas para frequências angulares muito baixas, tais que $\omega \ll 2\pi$.

Para cabos com poucas perdas dielétricas, é suficiente adotar $ge \approx 1$, e nesse caso podemos aproximar $(j\omega)^{-(1-ge)}$ através de uma expansão em série de Taylor como [60]

$$(j\omega)^{-(1-ge)} \stackrel{(1^a)}{=} e^{-(1-ge)\ln(j\omega)}, \quad (5.10)$$

o que possibilita reescrever a equação para $Y(f)$ do modelo TNO2 como

$$Y(f) = j\omega C_{p0} (1 - (1 - ge) \ln |2\pi f|) + C_{p0}(1 - ge) \frac{\pi}{2} |f|. \quad (5.11)$$

Assumindo-se que o parâmetro G_0 do modelo proposto em (4.2) conecta-se com o parâmetros C_{p0} e ϕ do modelo TNO2 da seguinte forma

$$G_0 = C_{p0} \frac{\pi}{2} (1 - ge), \quad (5.12)$$

obtemos

$$Y(f) = j\omega C_{p0} + j2\pi f G_0 \frac{2}{\pi} (-\ln |2\pi f|) + G_0 |f|, \quad (5.13)$$

que é fundamentalmente equivalente ao modelo proposto em (4.5), dado como

$$Y(f) = j2\pi f \left(C_\infty + G_0 \frac{2}{\pi} (1 - \ln |2\pi f|) \right) + G_0 |f|, \quad (5.14)$$

assumindo que

$$C_\infty = C_{p0} - G_0 \frac{2}{\pi}. \quad (5.15)$$

Um exemplo da equivalência dos modelos é mostrado nas Figuras 5.22, 5.23 e 5.24. Os valores dos parâmetros ϕ , C_{p0} e ge foram definidos de acordo com o números encontrados em [26] como: $\phi = 0,015$, $C_{p0} = 53,6 \times 10^{-12}$ e $ge = 0,9905$. Os valores para os parâmetros G_0 e C_∞ do modelo proposto foram encontrados através de (5.12) e (5.15).

É possível observar uma grande semelhança entre os resultados obtidos para a capacitância em paralelo $C(f)$, condutância em paralelo normalizada $\frac{G(f)}{\omega}$ e tangente de perda $\frac{G(f)}{\omega C(f)}$, o que leva a crer que as equações para a admitância $Y(f)$ do modelo proposto e do modelo TNO2 são equivalentes em termos práticos, quando utilizadas para modelar cabos curtos em frequências G.fast.

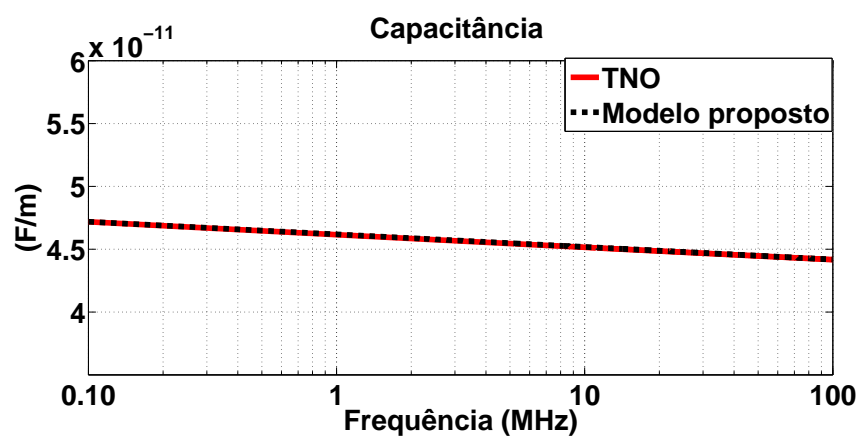


Figura 5.22: Capacitâncias modeladas pelo modelo proposto e pelo modelo TNO.

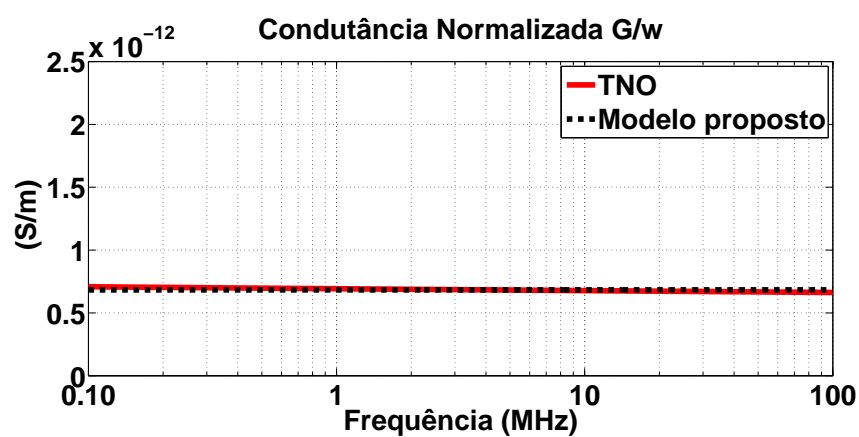


Figura 5.23: Condutâncias modeladas pelo modelo proposto e pelo modelo TNO.

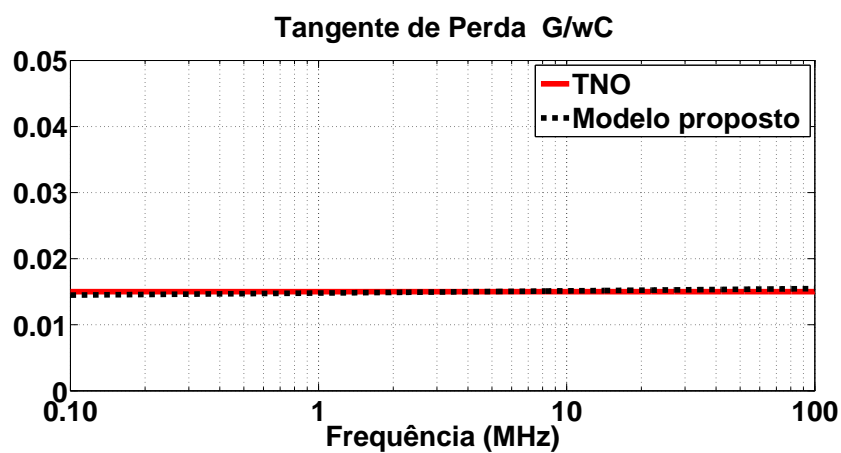


Figura 5.24: Tangentes de perda modeladas pelo modelo proposto e pelo modelo TNO.

Capítulo 6

Conclusões e Comentários Finais

Essa tese introduziu novos modelos paramétricos para caracterização de cabos de cobre curtos operando em altas frequências, tais como aqueles utilizados em enlaces metálicos de sistemas G.fast. Os modelos aqui apresentados possuem como principais características: serem empíricos, terem poucos parâmetros, serem causais e possibilitarem que o procedimento de ajuste dos valores de seus parâmetros junto a dados medidos seja feito por equações de forma-fechada, simples e de baixo custo computacional.

Para validação dos modelos propostos utilizou-se dados medidos em laboratório, coletados a partir de cabos de cobre curtos, além de dados simulados referentes a três topologias de referência do padrão G.fast. Os resultados obtidos através dos dados medidos mostraram que os modelos propostos são precisos em ambos os domínios, tempo e frequência. Três cabos foram testados e foi possível verificar um erro de ± 1 dB entre as funções de transferência medidas e modeladas e $\pm 10 \Omega$ entre as impedâncias características medidas e modeladas. Duas topologias genéricas de múltiplos segmentos foram montadas utilizando os três segmentos de cabo individuais previamente testados e foi verificado que o erro absoluto entre as funções de transferência medidas e modeladas também ficou na faixa de ± 1 dB, o que comprovou que o modelo é robusto para caracterizar enlaces metálicos compostos tanto por segmentos individuais quanto por segmentos múltiplos. Além disso, verificou-se que os modelos são capazes de caracterizar de forma eficiente os efeitos nocivos de artefatos presentes ao longo dos enlaces, tais como as reflexões causadas pelas não terminações das *bridged taps*.

A precisão dos modelos em ambos os domínios, tempo e frequência, também foi

comprovada nos testes utilizando topologias de referência do padrão G.fast simuladas. Estimativas de taxas de bits foram realizadas e mostraram que os números obtidos pelo modelo KHM são equivalentes àqueles obtidos por modelos conhecidos da literatura. Por fim, o custo computacional do modelo KHM foi comparado com os provenientes de modelos mais sofisticados. Os testes indicaram um baixo custo computacional associado ao modelo proposto, devido aos poucos parâmetros utilizados em suas equações de síntese, e a possibilidade de estimar os valores dos mesmos através de equações de forma-fechada que evitam otimizações iterativas.

Como propostas para trabalhos futuros indica-se:

- a) Estimar os valores dos parâmetros do modelo KHM para outros cabos de referência do padrão G.fast;
- b) Realisar uma análise de sensibilidade de modo a quantificar a influência individual de cada parâmetro no comportamento geral do modelo KHM;
- c) Quantificar o impacto causado por medições de cabos enrolados e desenrolados para a estimação dos valores dos parâmetros do modelo KHM;
- d) Quantificar o impacto de modelos não-causais em simulações no domínio do tempo, por exemplo, através do cálculo das densidades espectrais de potência das distorções causadas por prefixos-cíclicos insuficientes;
- e) Um estudo sólido em modelagem de crosstalk para cabos de cobre operando em frequências G.fast, incluindo medições laboratoriais e desenvolvimento de novos modelos paramétricos para caracterização de crosstalk em frequências de até centenas de MHz;
- f) Estudo e desenvolvimento de novos modelos físicos de cabo, devido ao seu alto grau de interpretabilidade.

Apêndice A

Publicações no Período

1. ACATAUASSU, D.; HÖST, S.; LU, C.; BERG, M.; KLAUTAU JR, A. B. R.; BÖRJESSON, O. P.. “Simple and Causal Copper Cable Model Suitable for G.fast Frequencies”. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 62, N° 11, p. 4040-4051, Novembro 2014.
2. ACATAUASSU, D.; HÖST, S.; LU, C.; BERG, M.; KLAUTAU JR, A. B. R.; BÖRJESSON, O. P.. “Simple and Causal Twisted-Pair Channel Models for G.fast Systems”. *IEEE Global Communications Conference 2013 (IEEE GLOBECOM 2013)*, Atlanta, EUA, p. 2834-2839, 2013.
3. ACATAUASSU, D.; ALMEIDA, I.; MULLER, F.; KLAUTAU JR, A. B. R.; LU, C.; ERICSON, K.; DORTSCHY, B.. “Measurement and Modeling Techniques for the Fourth Generation Broadband Over Copper”. Capítulo do livro: *Advanced Topics in Measurements*, 1 Edição, Intech, v. 1, p. 263-284, 2012.
4. ACATAUASSU, D.; MONTEIRO, M.; MULLER, F.; KLAUTAU JR, A. B. R.. “Experimental Evaluation of Fourth Generation DSL in Different DSM Scenarios”. *IEEE Latin-American Conference on Communications 2011 (IEEE LATINCOM 2011)*, Belém, Brasil, p. 1-6, 2011.
5. ACATAUASSU, D.; COUTO, I.; ALVES, P.; DIAS, K. L.. “Performance Evaluation of Inter-Vehicle Communications Based on the Proposed IEEE 802.11p Physical and MAC Layers Specifications”. *10th International Conference on Networks (ICN 2011)*, St Maarten, Antilhas Holandesas, p. 170-174, 2011.
6. ABRAHIM, H.; ACATAUASSU, D.; MONTEIRO, M.; KLAUTAU JR, A. B. R.. “Performance

Evaluation of ITU-T G.992.5 ADSL2+ Standard Modems”. *2011 Summer Simulation Multiconference* (SummerSim 2011), The Hague, Holanda, 2011.

7. ACATAUASSU, D.; ALMEIDA, I.; MULLER, F.; KLAUTAU JR, A. B. R.. “DSL Impulse Noise Measurement System Implemented in USRP and GNU Radio”. *6th Advanced International Conference on Telecommunications* (AICT 2010), Barcelona, Espanha, p. 178-181, 2010.

Referências Bibliográficas

- [1] J. Hansryd and P.-E. Eriksson, “High-speed mobile backhaul demonstrators,” *ERICSSON Review*, pp. 10–16, February 2009.
- [2] ITU-T, “Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers,” June 1999.
- [3] —, “Asymmetric Digital Subscriber Line transceivers 2 (ADSL2),” July 2002.
- [4] —, “Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers - Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+),” May 2003.
- [5] J. Cioffi, “Lighting up copper [History of Communications],” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 5, pp. 30–43, 2011.
- [6] ITU-T, “Very high speed digital subscriber line transceivers,” June 2004.
- [7] —, “Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2),” February 2006.
- [8] J. Bourne, “Fiber to the home: practically a reality,” in *IEEE International Conference on Communications, 1988. ICC '88. Digital Technology - Spanning the Universe. Conference Record*, 1988, pp. 890–894 vol.2.
- [9] P. Ödling, T. Magesacher, S. Höst, P. O. Börjesson, M. Berg, and E. Areizaga, “The fourth generation broadband concept,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 62–69, January 2009.
- [10] R. F. M. Van Den Brink (TNO), “Enabling 4GBB via the last copper drop of a hybrid FttH deployment,” *Broadband Journal of the SCTE*, vol. 33, no. 2, pp. 40–46, April 2011.
- [11] M. Timmers, M. Guenach, C. Nuzman, and J. Maes, “G.fast: evolving the copper access network,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 8, 2013.

-
- [12] Associate Rapporteur for G.fast, “Updated draft text for G.fast - version 10.0,” ITU-T *contribution, Temporary Document* 2013-12-Q4-R20, December 2013.
- [13] T. Bostoën, 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*, vol. 20, no. 5, pp. 936–948, 2002.
- [14] S. Galli and K. Kerpez, “Single-Ended Loop Make-Up Identification-Part I: A Method of Analyzing TDR Measurements,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, no. 2, pp. 528–537, 2006.
- [15] C. Sales, R. Rodrigues, F. Lindqvist, J. Costa, A. Klautau, K. Ericson, J. Rius i Riu, and P. O. Börjesson, “Line topology identification using multiobjective evolutionary computation,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 3, pp. 715–729, March 2010.
- [16] BT, “Parametric modeling of twisted pair cables for VDSL,” ANSI *contribution*, T1E1.4/96-15, January 1996.
- [17] KPN, “VDSL - Measurements and models on Dutch cables,” ETSI STC TM6 *contribution* TD15, [971t15r0], March 1997.
- [18] R.F.M Van Den Brink, “Cable reference models for simulating metallic access networks,” ETSI STC TM6, *Permanent Document* TM6(97)02, June 1998.
- [19] J. Musson, “Maximum Likelihood estimation of the primary parameters of twisted pair cables,” ETSI STC TM6 *contribution* TD8, [981t08a0], January 1998.
- [20] W. Y. Chen, *DSL: Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Lines*. Macmillan Technical Publishing, February 1998.
- [21] P. Boets, M. Zekri, L. Van Biesen, T. Bostoën, and T. Pollet, “On the identification of cables for metallic access networks,” in *Proceedings of the 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2001. IMTC 2001*, vol. 2, pp. 1348–1353.

-
- [22] F. Lindqvist, P. O. Börjesson, P. Ödling, S. Höst, K. Ericson, and T. Magesacher, “Low-order and causal twisted-pair cable modeling by means of the Hilbert transform,” in *RVK08 - The Twentieth Nordic Conference on Radio Science and Communications*, vol. 1106. AIP Conference Proceeding, 2008, pp. 301–310.
- [23] TNO, “G.fast: Wideband modeling of twisted pair cables as two-ports,” ITU-T *contribution, Temporary Document 11GS3-028*, September 2011.
- [24] T. Magesacher, J. R. i Riu, M. Jakovljević, M. Loiola, P. Ödling, and P. O. Börjesson, “Measurement and modeling of short copper cables for ultra-wideband communication,” in *Proceedings of SPIE OpticsEast Broadband Access Communication Technologies*, vol. 6390, October 2006.
- [25] BT, “G.fast: Cable Models,” ITU-T *contribution, Temporary Document 11RV-026R2*, October 2011.
- [26] Ericsson AB and TNO, “Improved model for shunt admittance in G.fast cable mode,” ITU-T *contribution, Temporary Document 2012-05-4A-045*, May 2012.
- [27] CEI/IEC, “CEI/IEC International Standard,” *Multicore and symmetrical pair/quad cables for digital communications - Part 1: Generic specification, CEI/IEC 61156-1*, December 2002.
- [28] TIA/EIA, “TIA/EIA Standard - Commercial Building Telecommunications Cabling Standard,” *Part 2: Balannced Twisted-Pair Cabling Components, TIA/EIA-568-B.2*, May 2001.
- [29] P. Golden, H. Dedieu, and K. Jacobsen, *Fundamentals of DSL Technology*. Auerbach Publications, Taylor & Francis Group, 2006.
- [30] T. Starr, J. M. Cioffi, and P. J. Silverman, *Understanding Digital Subscriber Line Technology*. Prentice-Hall, 1999.
- [31] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 1997.

-
- [32] M. Degerstrom, B. Gilbert, and E. Daniel, "Accurate resistance, inductance, capacitance, and conductance (RLCG) from uniform transmission line measurements," in *2008 IEEE-EPEP Electrical Performance of Electronic Packaging*, Oct 2008, pp. 77–80.
- [33] J. Zhang and T. Y. Hsiang, "Extraction of Subterahertz Transmission-line Parameters of Coplanar Waveguides," *Piers Online*, vol. 3, pp. 1102–1106, 2007.
- [34] H. P. Hsu, *Signals and Systems - Schaum's Outlines*. McGraw-Hill, 1995.
- [35] S.-W. Wei, "Simple RLCG model for category-5 cables," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 25, pp. 2108–2109, Dec 1997.
- [36] J. J. Yoho, "Physically-based realizable modeling and network synthesis of subscriber loops utilized in DSL technology," Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute, 2001.
- [37] P. Boets and L. V. Biesen, "Metallic 2-wire Parametric Line Models - A Survey," in *XVIII Imeko World Congress*, 2006.
- [38] D. Acatauassu, S. Höst, C. Lu, M. Berg, A. Klautau, and P. O. Börjesson, "Simple and Causal Twisted-Pair Channel Models for G.fast Systems," *IEEE Globecom 2013*, December 2013.
- [39] D. Acatauassu Nunes, S. Host, C. Lu, M. Berg, A. Klautau, and P. Borjesson, "Simple and causal copper cable model suitable for g.fast frequencies," *IEEE Transactions on Communications*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2014.
- [40] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. Addison-Wesley, 1989.
- [41] R. Pintelon, P. Guillaume, Y. Rolain, J. Schoukens, and H. Van Hamme, "Parametric identification of transfer functions in the frequency domain-a survey," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 11, pp. 2245–2260, 1994.
- [42] R. Rodrigues, C. Sales, A. Klautau, K. Ericson, and J. Costa, "Transfer function estimation of telephone lines from input impedance measurements," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 1, pp. 43–54, 2012.

-
- [43] L. Heylen and J. Musson, “Cable models predict physically impossible behaviour in time domain,” ETSI TM6 *contribution* TD53, [994t53a0], November 1999.
- [44] W. Henkel, G. Tauböck, P. Ödling, P. O. Börjesson, and N. Petersson, “The cyclic prefix of OFDM/DMT - an analysis,” in *2002 International Zurich Seminar on Broadband Communications. Access, Transmission, Networking*, 2002, pp. 22–1–22–3.
- [45] S. Höst, F. Lindqvist, A. Fertner, K. Ericsson, M. Berg, I. Pappa, and P. O. Börjesson, “Low-complexity computation of de BT0 Hilbert twisted-pair cable model,” in *15th International OFDM-Workshop*. InOWo 10, pp. 195–199.
- [46] TNO, “G.fast: Wideband transfer and crosstalk measurements on twisted-pair cables,” ITU-T *contribution*, *Temporary Document* 11BM-021, April 2011.
- [47] C. Valenti, “NEXT and FEXT models for twisted-pair North American loop plant,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 5, pp. 893–900, Jun 2002.
- [48] ETSI, “ETSI TR 101 830-2, Transmission and Multiplexing (TM); Access networks,” *Spectral management on metallic access networks; Part 2: Technical methods for performance evaluations*, July 2008.
- [49] ANSI, “ANSI standard T1.417,” *American National Standard for Telecommunications - Spectrum Management for Loop Transmission Systems*, September 2003.
- [50] J.-J. Werner, “The HDSL environment [high bit rate digital subscriber line],” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 9, no. 6, pp. 785–800, Aug 1991.
- [51] M. Sorbara, P. Duvaut, F. Shmulyian, S. Singh, and A. Mahadevan, “Construction of a DSL-MIMO channel model for evaluation of FEXT cancellation systems in VDSL2,” in *2007 IEEE Sarnoff Symposium*, April 2007, pp. 1–6.
- [52] J. Maes, M. Guenach, and M. Peeters, “Statistical MIMO channel model for gain quantification of DSL crosstalk mitigation techniques,” in *IEEE International Conference on Communications, 2009. ICC '09.*, June 2009, pp. 1–5.

-
- [53] TNO, “G.fast: Far-end crosstalk in twisted pair cabling; measurements and modelling,” ITU-T *contribution, Temporary Document* 11RV-022, November 2011.
- [54] H. Johnson and M. Graham, *High-Speed Signal Propagation: Advanced Black Magic*. Prentice Hall, 2003.
- [55] E. Bogatin, *Signal Integrity - Simplified*. Prentice Hall PTR, 2003.
- [56] Deutsche Telekom AG, “G.fast: Cable Measurements for typical DTAG Installation Cable,” ITU-T *contribution, Temporary Document* 2013-05-Q4-040, May 2013.
- [57] BT, “G.vdsl: Cable Measurements Above 30 MHz,” ITU-T *contribution, Temporary Document* 10RB-038, November 2010.
- [58] J. R. B. De Marca, “An LSF quantizer for the North-American half-rate speech coder,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 413–419, Aug. 1994.
- [59] T. A. C. Bragatto, “Uma Nova Metodologia Para Categorização de Veículos Terrestres Baseada em Movimentos e Métricas de Desempenho e Complexidade Computacional,” Master’s thesis, Universidade de Brasília, Brasil, 2009.
- [60] “Comunicações privativas com o Prof. Per Ola Borjesson da Universidade de Lund,” Maio 2014.