

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Interconexão Óptica de Data Centers Usando
Fibras Multimodo

Victor Soares Campos Teichmann

ORIENTADOR: Darli Augusto de Arruda Mello
CO-ORIENTADOR: André Noll Barreto

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM - 510/12

BRASÍLIA/DF: Dezembro - 2012.

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Interconexão Óptica de Data Centers Usando Fibras
Multimodo

VICTOR SOARES CAMPOS TEICHMANN

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO
DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA
DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM EN-
GENHARIA ELÉTRICA.

APROVADA POR:

Prof. Darli Augusto de Arruda Melo, PhD. (ENE-UnB)
(Orientador)

Prof. William Ferreira Giozza, PhD. (ENE-UnB)
(Examinador Interno)

Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira
(Examinador Externo)

BRASÍLIA/DF, 11 DE DEZEMBRO DE 2012.

FICHA CATALOGRÁFICA

TEICHMANN, VICTOR SOARES CAMPOS

Interconexão Óptica de Data Centers Usando Fibras Multimodo

[Distrito Federal] 2012.

xviii, 105p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2012).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.

Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

- | | |
|------------------------------------|--------------------|
| 1. Comunicações Ópticas | 2. Fibra Óptica |
| 3. Processamento digital de sinais | 4. Modulação |
| I. ENE/FT/UnB | II. Título (série) |

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

TEICHMANN, V. S. C. (2012). Interconexão Óptica de Data Centers Usando Fibras Multimodo. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PP-GENE.DM - 510/12, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 105p.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Victor Soares Campos Teichmann.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: Interconexão Óptica de Data Centers Usando Fibras Multimodo.

GRAU / ANO: Mestre / 2012

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

Victor Soares Campos Teichmann
SQSW 104, Bloco B, apartamento 105, Sudoeste
70.670-402 Brasília - DF - Brasil.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família, aos meus amigos e aos meus orientadores pelo apoio e incentivo que foram fundamentais para a conclusão deste trabalho.

Trabalhos Publicados pelo Autor

V. Teichmann, A. Castro, Cartaxo, A. and D. Mello, “Influence of the equalizer transfer function on the performance of OFDM transmission along multimode fiber”, Proc. Symp. on Enabling Optical Networks - SEON, Porto, Portugal, Vol. 1, pp. 1 – 4, June, 2010.

A. Castro, V. Teichmann, D. Mello and Cartaxo, A., “Impact of launch conditions on the transfer function of multimode fibers”, Proc. Symp. on Enabling Optical Networks - SEON, Porto, Portugal, Vol. 1, pp. 1 – 4, June, 2010.

V. Teichmann, A. Barreto, and D. Mello, “Analysis of multimode fiber impulse response simulation models”, Proc. International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), Natal, Brazil, pp. 728 – 732, Oct., 2011.

Victor S. C. Teichmann, Andre N. Barreto, Tien-Thang Pham, Roberto Rodes, Idelfonso T. Monroy, and Darli A. A. Mello, “SC-FDE for MMF short reach optical interconnects using directly modulated 850 nm VCSELs”, Opt. Express 20, pp. 25369 – 25377, 2012.

RESUMO

O amplo desenvolvimento das interconexões ópticas nos data centers e supercomputadores renovou o interesse nas comunicações com fibras multimodo (*multimode fiber* - MMF). Devido à complexidade das técnicas modernas de transmissão, as análises de desempenho se baseiam em simulações numéricas que requerem um modelo de canal que reflita a realidade com a precisão necessária. Como não há um modelo padrão para simulação de canal da fibra multimodo, nós investigamos um modelo determinístico, um estatístico e o modelo “Cambridge 108 Fiber” para derivação da resposta deste canal. Realizamos simulações numéricas com o intuito de calcular a banda de 3 dB para cada modelo. Nós mostramos que o modelo de Cambridge é geralmente um meio termo entre o modelo estatístico e o determinístico, que aparentam representar cenários pessimistas e otimistas, respectivamente.

Paralelamente, propomos utilizar a modulação de portadora única com equalização no domínio da frequência (*single-carrier frequency-domain equalization* - SC-FDE) para a compensação da dispersão modal em enlaces ópticos de curta distância utilizando fibras multimodo e VCSELs operando no comprimento de onda de 850 nm. Fazendo processamento *offline* de dados experimentais, nós demonstramos, com um *overhead* de 7,9%, a transmissão sem erros (calculada em uma sequência de 4 Mbits) de um sinal modulado com forma de onda OOK a uma taxa de 5 Gb/s sobre 2443 metros de fibra OM3 (com uma largura de banda nominal de 3300 MHz×km). Também utilizamos simulações numéricas para analisar o desempenho do sistema. A solução proposta pode ser aplicada como uma alternativa de baixo custo para o aprimoramento de interconexões ópticas de alto desempenho empregadas em data centers e supercomputadores.

ABSTRACT

The widespread deployment of optical interconnects in data centers has renewed the interest in multimode fiber communications. Due to the complexity of modern transmission techniques, performance analysis relies on numerical simulations that require an accurate channel model to reflect reality with the needed precision. As there is no standard model for channel simulation, we investigate a deterministic, a statistical and the Cambridge 108 Fiber model for derivation of the multimode fiber (MMF) impulse response. Numerical simulations are performed in order to calculate the 3-dB bandwidth for each model. We show that the Cambridge model is generally a compromise between the statistical and the theoretical model, which seem to represent a pessimistic and an optimistic scenarios, respectively.

We also propose the use of single-carrier frequency-domain equalization (SC-FDE) for the compensation of modal dispersion in short distance optical links using multimode fibers and 850 nm VCSELs. By post-processing of experimental data, we demonstrate, at 7.9% overhead, the error-free transmission (over a 4 Mbit sequence) of OOK-modulated 5 Gbps over 2443 meters of OM3 fiber (with a nominal $3300 \text{ MHz} \times \text{km}$ bandwidth). We also performed numerical simulations to evaluate the system performance. The proposed solution may be applied as a low cost alternative for data center and supercomputer interconnects.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Revisão bibliográfica	4
1.2	Contribuições e organização do trabalho	8
2	Princípios de Comunicação sobre Fibras Multimodo	10
2.1	Introdução	10
2.2	Tipos de Fibra multimodo	11
2.3	Protocolos de Interconexão de <i>Data Centers</i>	12
2.3.1	Ethernet	12
2.3.2	InfiniBand	14
2.4	Características da fibra multimodo	15
2.5	Perfis do índice de refração	16
2.6	Condições de excitação da fibra multimodo	17
2.7	Perdas na fibra	19
2.7.1	Absorção do material	20
2.7.2	Espalhamento Rayleigh	20
2.7.3	Imperfeições no guia de onda	21
2.8	Modos de propagação da luz na fibra multimodo	21
2.9	Resposta ao impulso modal	26
2.9.1	Atraso modal diferencial	28
2.10	Modelos de derivação da resposta ao impulso da fibra multimodo	30
2.10.1	Modelo determinístico	31
2.10.2	Modelo de Cambridge	33
2.10.3	Modelo estatístico	35
2.10.4	Análise dos modelos	37
3	Sistemas Ópticos Digitais de Curta Distância	41
3.1	Introdução	41
3.2	Formatos de modulação	41
3.3	Transmissores ópticos	44

3.4	Receptores ópticos	47
3.4.1	Mecanismos de ruído	47
3.4.2	Relação sinal-ruído no receptor	49
3.5	Mecanismos de sincronismo	49
3.5.1	Custos e benefícios	51
3.5.2	Sincronismo de símbolo	51
3.5.3	Sincronismo de quadro	53
3.6	Estimação de canal óptico	58
3.7	Métodos de equalização	62
3.7.1	Equalizadores <i>zero-forcing</i>	64
3.7.2	Equalizadores MMSE	65
4	Sistema SC-FDE	67
4.1	Introdução	67
4.2	Arquitetura do sistema SC-FDE	67
4.2.1	Transmissor	67
4.2.2	Receptor	70
4.2.3	Sincronismo de quadro	70
4.2.4	Estimativa de canal e equalização	71
4.2.5	Ajuste de limiar e decisão	72
4.3	Resultados de simulação	72
4.4	Configuração experimental e resultados	76
4.4.1	Configuração experimental	76
4.4.2	Resultados experimentais	77
5	Conclusão	81
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	82

Lista de Figuras

2.1	Tipos de fibra multimodo e suas larguras de banda	12
2.2	Implementações do protocolo Ethernet	13
2.3	Taxas de transmissão suportadas pela InfiniBand para 1, 4, 8 e 12 canais por fibra	14
2.4	Geometria radial da fibra multimodo para um perfil gradual.	16
2.5	Representação do lançamento em condições restritas para uma visão radial do núcleo da fibra.	18
2.6	Funções de Bessel de primeiro tipo $J_\nu(\kappa r)$, segundo tipo $Y_\nu(\kappa r)$, primeiro tipo modificada $K_\nu(\kappa r)$ e segundo tipo modificada $I_\nu(\kappa r)$	24
2.7	Exemplo de campos elétricos de alguns grupos modais	26
2.8	Exemplo de resposta ao impulso modal	28
2.9	Função densidade de probabilidade do atraso de grupo	29
2.10	Perfis de índice de refração parabólico infinito e ideal.	31
2.11	Perfis de índice de refração do modelo de Cambridge.	33
2.12	Funções de distribuição cumulativas das bandas de 3 dB do modelo determinístico, das 108 fibras do modelo de Cambridge e de 200 fibras do modelo estatístico	39
3.1	Sequência binária 0110 para formas de onda NRZ e RZ	42
3.2	Fenômenos de absorção de um fóton, emissão espontânea e emissão estimulada	44
3.3	Emissão de luz em um VCSEL	46
3.4	Esquemas de loop aberto para sincronismo de símbolo.	52
3.5	Exemplo de sincronização de símbolo	52
3.6	Técnica de marcação de quadro	54
3.7	Técnica de palavra de sincronismo	54
3.8	Exemplo de cálculo dos lóbulos laterais de correlação	57
3.9	Estimativa do canal para as frequências f_k dos pilotos	60
4.1	Diagrama em Blocos SC-FDE	68
4.2	Adição do prefixo cíclico.	68

4.3	Correlação entre o bloco de correlação original e o esperado em relação à posição da janela para transmissão <i>back-to-back</i> e transmissão sobre fibra	71
4.4	Tamanho do prefixo cíclico requerido para vários comprimentos de uma fibra OM3 e uma taxa de transmissão de 10 Gb/s e o overhead mínimo do prefixo cíclico para tamanhos de blocos de 64, 128, 256, 512 e 1024 bits	73
4.5	Taxa de erro de bit versus potência de recepção para um sistema OOK sem equalização	75
4.6	Taxa de erro de bit versus potência de recepção para o sistema SC-FDE	76
4.7	Configuração experimental	77
4.8	Efeito da restrição da resposta ao impulso na função de transferência do canal	78
4.9	Desempenho do equalizador MMSE	79
4.10	Taxa de erro de bit versus taxa de transmissão para os dados experimentais	80

LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

SÍMBOLOS

Símbolos latinos

A	Amplitude
a_{lm}	Coefficiente de acoplamento de potência do modo lm
\mathbf{C}	Vetor de correlações contendo todos os C_n
C_k	Lóbulo lateral de correlação
C_n	Correlação instantânea
c	Velocidade da luz
DMD	Atraso modal diferencial
$d(t)$	Sinal na entrada do receptor, no domínio do tempo
E	Campo elétrico
E_g	Diferença de energia entre dois estados de um átomo
\hat{e}	Vetor unitário de polarização
$F(f)$	Função de transferência do filtro
$F_{eq}(f)$	Função de transferência de um equalizador genérico
f_i	Frequência da subportadora i
$F_{MMSE}(f)$	Função de transferência do equalizador MMSE
$F_{ZF}(f)$	Função de transferência do equalizador ZF
f	Função densidade de probabilidade
$f(t)$	Resposta ao impulso do filtro
G	Número de grupos modais guiados
$G(f)$	Espectro do sinal recebido após a filtragem
H	Campo magnético
$H(f)$	Função de transferência da fibra
$H'(f)$	Estimativa da função de transferência da fibra
$h(t)$	Resposta ao impulso da fibra
h	Constante de Planck
I_p	Corrente elétrica média gerada no receptor
i_s	Corrente elétrica gerada no receptor pelo ruído <i>shot</i>
i_t	Corrente elétrica gerada no receptor pelo ruído térmico
I_1	Média de todos os bits 1 recebidos
I_0	Média de todos os bits 0 recebidos
I_ν	Função de Bessel do segundo tipo modificada
J_ν	Função de Bessel do primeiro tipo

K_B	Constante de Boltzman
K_ν	Função de Bessel do primeiro tipo modificada
k_0	Número de onda, que vale $2\pi/\lambda$
K	Número de bits em um quadro SC-FDE
L	Comprimento da fibra
L_{m-1}^l	Polinomial de Laguerre generalizado
L_T	Número de modos azimutais guiados
M_T	Número de modos radiais guiados
N_p	Número de pilotos
$N(f)$	Espectro do ruído Gaussiano aditivo
N_{eq}	Número de <i>taps</i> do equalizador
n_1	Máximo índice de refração do núcleo da fibra
n_2	Índice de refração da casca da fibra
N_b	Número de bits da sequência transmitida
N_s	Número de blocos SC-FDE transmitidos
N_{CP}	Número de bits do prefixo cíclico de cada bloco SC-FDE
NA	Abertura numérica
N_g	Número de modos guiados do grupo modal g
PSL	Nível de pico dos lóbulos laterais de correlação
P_m	Probabilidade de não ser possível estabelecer sincronismo
P_{FA}	Probabilidade de alarme falso
p_k	Frequência do piloto k
P_{out}	Potência de recepção
P_o	Espectro do piloto recebido
P_i	Espectro do piloto transmitido
P_{in}	Potência de transmissão
P_g	Média dos a_{lm} dos modos do grupo modal g
$Q(\cdot)$	Fator Q
q	Carga do elétron
R_ν	Valor do campo elétrico ou magnético na componente radial
R_L	Resistência do receptor
R	Responsividade do fotodetector
S	Número de bits de cada bloco SC-FDE
T_{DMD}	Atraso modal diferencial de pior caso
T	Temperatura absoluta do receptor
t_g	Atraso de propagação do grupo modal g

T_{CP}	Duração temporal do prefixo cíclico
T_{ch}	Duração temporal do canal
T_b	Duração temporal de um bit
U_{opt}	Limiar ótimo de decisão
v_p	Velocidade de fase
v_g	Velocidade de grupo do grupo modal g
v_{lm}	Velocidade de grupo do modo lm
V_Z	Limiar de ruptura do fotodiodo do tipo avalanche
V	Frequência normalizada
\mathbf{X}	Sequência binária repassada ao transmissor SC-FDE
X_i	Palavra código binária
$x(t)$	Sinal transmitido, no domínio do tempo
\mathbf{Y}	Sequência recebida na entrada do sincronizador
$Y(f)$	Espectro do sinal na entrada do equalizador
Y_ν	Função de Bessel do segundo tipo

Símbolos gregos

Γ	Função gamma
Δ	É o valor de $(n_1^2 - n_2^2) / (2n_1^2)$
Δf	Largura de banda efetiva de ruído do receptor
Δ_p	Número de blocos de dados entre dois blocos piloto
Φ_ν	Valor do campo elétrico ou magnético na componente angular
Ψ	Valor do campo elétrico ou magnético na fibra
Ω	<i>Spot size</i> normalizado do feixe óptico transmitido
α	Coefficiente de atenuação
β	Constante de propagação
γ	É o valor de $\sqrt{-\kappa^2}$
δ	Delta de Dirac
ζ	É o valor de $FWHM / (2\sqrt{\log_e 2})$
η_p	Eficiência quântica externa do fotodetector
κ	É o valor de $\sqrt{k_0^2 n^2 - \beta^2}$
λ	Comprimento de onda
ν	Constante de separação (valor inteiro arbitrário)
ξ	Constante de decaimento
ρ	Raio do núcleo da fibra
ρ_s	<i>Spot size</i> do feixe óptico transmitido

σ_1	Desvio padrão de todos os bits 1 recebidos
σ_0	Desvio padrão de todos os bits 0 recebidos
σ_s	Desvio padrão do ruído <i>shot</i>
σ_t	Desvio padrão do ruído térmico
τ	Atraso de grupo
$\underline{\tau}$	Conjunto dos atrasos de grupo de todos os grupos modais guiados
$\langle \underline{\tau} \rangle$	Atraso de grupo médio, calculado sobre $\underline{\tau}$
$\underline{\tau}^*$	Atraso de grupo centralizado
σ_τ	Desvio padrão dos atrasos de grupo, calculado sobre $\underline{\tau}$
ϕ	Fase
ω	Frequência angular
ω_i	Coefficientes do equalizador

SIGLAS

ACP	<i>Adaptive cyclic prefix</i>	Prefixo cíclico adaptativo
AM	<i>Amplitude modulation</i>	Modulação de amplitude
AMOOFD	<i>Adaptively modulated optical OFDM</i>	OFDM óptico com modulação adaptativa
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de amplitude
BER	<i>Bit Error Rate</i>	Taxa de erro de bit
BPF	<i>Band pass filter</i>	Filtro passa banda
BWL	<i>Bandwidth length product</i>	Produto largura de banda banda por comprimento
CD	<i>Chromatic Dispersion</i>	Dispersão Cromática
CDF	<i>Cumulative distribution function</i>	Função de distribuição cumulativa
CP	<i>Cyclic prefix</i>	Prefixo cíclico
DAC	<i>Digital-to-analog converter</i>	Conversor analógico-digital
DCT	<i>Discrete cosine transform</i>	Transformada cosseno discreta
DD	<i>Direct detection</i>	Detecção direta
DFB	<i>Distributed feedback</i>	Realimentação distribuída
DMD	<i>Differential mode delay</i>	Atraso modal diferencial
DSB	<i>Double side-band</i>	Banda lateral dupla
DSO	<i>Digital storage oscilloscope</i>	Osciloscópio de armazenamento digital

DSP	<i>Digital Signal Processing</i>	Processamento digital de sinais
EMB	<i>Effective modal bandwidth</i>	Largura de banda modal efetiva
EOC	<i>Electric-to-optical conversion</i>	Conversão eletro-óptica
FC	<i>Fibre Channel</i>	Fibre Channel
FDE	<i>Frequency domain equalization</i>	Equalização no domínio da frequência
FFT	<i>Fast Fourier transform</i>	Transformada rápida de Fourier
FP	<i>Fabry-Perot</i>	Fabry-Perot
FM	<i>Frequency modulation</i>	Modulação em frequência
FSK	<i>Frequency shift keying</i>	Chaveamento por desvio de frequência
FWHM	<i>Full width at half maximum</i>	Largura total em metade do máximo
GbE	<i>Gigabit Ethernet</i>	Gigabit Ethernet
GVD	<i>Group velocity dispersion</i>	Dispersão de velocidade de grupo
HPC	<i>High performance computers</i>	Computadores de alto desempenho
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	Instituto dos engenheiros eletricitas e eletrônicos
IFFT	<i>Inverse fast Fourier transform</i>	Transformada rápida de Fourier inversa
IM	<i>Intensity modulation</i>	Modulação de intensidade
IIR	<i>Infinite impulse response</i>	Resposta ao impulso infinita
LAN	<i>Local area network</i>	Rede de área local
LED	<i>Light emitting diode</i>	Diodo emissor de luz
LP	<i>Linearly polarized</i>	Polarizado linearmente
MAN	<i>Metropolitan area network</i>	Rede de área metropolitana
MDL	<i>Mode-dependent loss</i>	Atenuação seletiva em modo
MLSE	<i>Maximum likelihood sequence estimation</i>	Estimação de sequência de máxima verossimilhança
MMF	<i>Multimode fiber</i>	fibra multimodo
MMSE	<i>Minimum mean square error</i>	Mínimo erro quadrático médio
NRZ	<i>Non-Return-to-Zero</i>	Não-retorna a zero
OEC	<i>Optical-to-electric conversion</i>	Conversão opto-elétrica
OFDM	<i>Orthogonal frequency division multiplexing</i>	Multiplexação por divisão em frequências ortogonais
OFL	<i>Over-filled launch</i>	Lançamento super preenchido

OOK	<i>On-off keying</i>	Chaveamento liga-desliga
PAM	<i>Pulse amplitude modulation</i>	Modulação da amplitude do pulso
PAPR	<i>Peak-to-average power ratio</i>	Razão entre potência de pico e potência média
pdf	<i>Probability Density Function</i>	Função densidade de probabilidade
PM	<i>Phase modulation</i>	Modulação de fase
POLSK	<i>Polarization shift keying</i>	Chaveamento por desvio de polarização
PPG	<i>Pulse pattern generator</i>	Gerador de padrões de pulso
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase
PSL	<i>Peak sidelobe level</i>	Pico de lóbulos laterais
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>	Modulação de amplitude em quadratura
RF	<i>Radio frequency</i>	Frequência de rádio
RMS	<i>Root-mean-square</i>	Valor quadrático médio
RZ	<i>Return-to-Zero</i>	Retorna a zero
SAN	<i>Storage area network</i>	Rede de área de armazenamento
SBS	<i>Symbol-by-symbol</i>	Símbolo a símbolo
SC	<i>Single carrier</i>	Portadora única
SCM	<i>Subcarrier modulation</i>	Modulação de subportadora
SE	<i>Sequence estimator</i>	estimador de sequência
SLM	<i>Single longitudinal mode</i>	Modo monolongitudinal
SMF	<i>Single mode fiber</i>	Fibra monomodo
SNR	<i>Signal to noise ratio</i>	Relação sinal-ruído
TDE	<i>Time domain equalization</i>	Equalização no domínio do tempo
TDMA	<i>Time division multiple access</i>	Múltiplo acesso por divisão no tempo
VCSEL	<i>Vertical cavity surface emitting laser</i>	Laser emissor de superfície de cavidade vertical
WWDM	<i>Wide wavelength division multiplexing</i>	Multiplexação por divisão no comprimento de onda largo
ZF	<i>Zero-forcing</i>	Zero-Forcing

Capítulo 1 Introdução

Novas aplicações, em especial as de vídeo, continuam aumentando a demanda de banda nos data centers e clusters. Supercomputadores recentes utilizam cada vez mais interconexões ópticas [1]. O volume de dados que trafega dentro desses sistemas já é enorme, e a fração do tráfego de Internet que passa dentro dos *data centers* aumenta incessantemente [2]. Assim, novas tecnologias são necessárias para aumentar a capacidade mantendo a mesma ocupação espacial (*footprint*) e consumo de potência dos sistemas atuais. De modo a possibilitar um ambiente de baixo custo, as interconexões padrão em data centers e em computadores de alto desempenho são baseadas em lasers emissores de superfície de cavidade vertical (*vertical cavity surface emitting lasers* - VCSELs) modulados diretamente no comprimento de onda de 850 nm e com transmissão sobre fibras multimodo (*multimode fiber* - MMF) com detecção direta [3]. Os enlaces dessas interconexões são curtos em comparação às distâncias típicas de telecomunicações, visto que os supercomputadores até o ano de 2010 utilizavam enlaces entre racks de comprimento tipicamente menor que 100 m [4]. A principal razão do notável sucesso das fibras multimodo é o seu raio de núcleo relativamente grande em comparação com o de fibras monomodo, o que simplifica o acoplamento da fibra com a fonte, reduzindo o custo do sistema. Já o VCSEL é comumente utilizado por seu relativo baixo custo de fabricação.

Uma das grandes dificuldades em se projetar sistemas baseados em fibra multimodo é a propensão dessa fibra em exibir uma dispersão modal altamente variável, o que causa uma grande variação da banda de 3 dB do enlace. Por exemplo, medidas de campo [5] mostraram que a banda de 3 dB sob lançamento super preenchido (*over-filled launch* - OFL) em 1300 nm varia de 200 a 2600 MHz×km, com 17 % das bandas medidas sendo menores que a especificação ISO/IEC 11801 de 500 MHz×km (o conento de MHz×km é apresentado na Seção 2.2). Para um lançamento centralizado restrito em 1300 nm, a variação de banda OFL acima mencionada praticamente dobra, com cerca de 3% das bandas medidas sendo menores que a especificação de 500 MHz×km. Esse é o principal problema que limita drasticamente o alcance de transmissão das fibras multimodo em relação às fibras monomodo, sendo as comunicações multimodo usualmente limitadas a algumas poucas centenas de metros.

O problema da alta variação de banda vem sendo combatido por meio de diversas estratégias, que incluem, por exemplo, lançamento com deslocamento restrito [6], lançamento com controle de polarização [7], WWDW (*Wide Wavelength Division Mul-*

time-division multiplexing) [8] e equalização eletrônica [9]. Cada uma das estratégias mencionadas pode melhorar substancialmente a capacidade de transmissão nos enlaces de MMF. Em particular, é possível obter avanços significativos na capacidade de transmissão ao utilizar sinais ópticos com multiplexação por divisão em frequências ortogonais (*orthogonal frequency division multiplexing* - OFDM). Isso é verdade pois a OFDM óptica não só possui uma forte capacidade de combater a dispersão modal, mas também retém outras vantagens associadas com a técnica OFDM tradicional, como permitir uma alta eficiência espectral e ainda favorecer a compensação de distorções lineares por meio de técnicas de baixa complexidade computacional (e conseqüentemente baixo consumo de potência), como a transformada rápida de Fourier (*fast Fourier-transform* - FFT). De fato, estudos com VCSELS desenvolvidos recentemente, que são capazes de operar em taxas de dados de até 40 Gb/s no comprimento de onda de 850 nm [10] e 44 Gb/s em 980 nm [11], mostram que o alcance para essas taxas de transmissão é muito limitado se a modulação *on-off keying* (OOK) for utilizada. Por outro lado, a modulação OFDM requer do transmissor a geração de formas de onda complexas, o que não pode ser feito sem o uso de conversores digital-para-analógico (*digital-to-analog converter* - DAC) potencialmente caros. Outra desvantagem é a necessidade de algoritmos de *bit loading* ou codificação de canal, devido aos vales profundos (ou seja, valores muito baixos) na função de transferência do canal que podem afetar subportadoras individuais.

A OFDM óptica com formatos de modulação de alta ordem para as subportadoras [12] permite taxas de transmissão de dados mais altas que as utilizadas atualmente sobre as maiores distâncias existentes para aplicações de curta distância. Recentemente, vários estudos confirmaram a viabilidade do processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) em tempo real para geração e detecção de sinais OFDM ópticos a uma taxa de vários gigabits por segundo [13, 14]. É portanto razoável cogitar o emprego de parte dessas técnicas em sistemas de curta distância, limitados pela dispersão modal.

Uma das desvantagens da OFDM é a sua bem conhecida alta razão entre o valor de potência de pico e a potência média (*peak-to-average power ratio* - PAPR). Uma alternativa que resolve o problema da alta PAPR é a transmissão de uma portadora única com equalização no domínio da frequência (*single carrier with frequency domain equalization* - SC-FDE). De fato, a SC-FDE recebeu atenção significativa como uma técnica alternativa à OFDM para comunicações sem fio [15]. Existem vários trabalhos comparando o desempenho das duas técnicas de modulação [16, 17]. Conforme já mencionado, a OFDM foi introduzida nos sistemas ópticos de curta distância como um formato de modulação eficiente para combater as degradações causadas pela dispersão modal presente nas transmissões sobre fibra multimodo. Este trabalho propõe utilizar

a SC-FDE como alternativa à OFDM para sistemas ópticos de curta distância.

A modulação de portadora única (SC) utiliza uma única portadora, ao invés das várias tipicamente utilizadas na OFDM. Logo, a razão de potência de pico sobre potência média (PAPR) transmitida é menor para esse tipo de sistema [18]. Isso significa que é menos provável que o sinal sofra degradações provenientes de não-linearidades ocasionadas por picos de potência do sinal, tanto na modulação quanto na transmissão sobre a fibra óptica. Outra característica da SC-FDE é a possibilidade de utilizar transmissores OOK para gerar o sinal óptico, sem a necessidade de modelar formas de onda complicadas como as de um sinal OFDM.

Outra vantagem da modulação de portadora única em comparação com a modulação multiportadora é o fato de que na primeira a energia dos símbolos é distribuída sobre toda a banda disponível. Dessa forma, picos ou vales da função de transferência exercem pouca influência na taxa de erro de bit [19]. Já na OFDM sem codificação, a taxa de erro de bit é dominada pelas subportadoras com menor relação sinal-ruído (*signal to noise ratio* - SNR) [20]. Por outro lado, com os sinais SC-FDE não é possível realizar modulação adaptativa nas diferentes subportadoras. Isso não chega a ser uma desvantagem para o sistema proposto visto que o formato do sinal óptico utilizado (OOK) foi escolhido por possibilitar um transmissor relativamente simples, e não por sua eficiência espectral. Assim, não há necessidade de gerar formas de onda complexas, viabilizando o uso de lasers de baixo custo disponíveis no mercado. Além disso, transceptores SC com equalização no domínio da frequência alcançam desempenho e eficiência similares aos da OFDM, além da baixa complexidade de processamento de sinais inerente aos sistemas multiportadora [21].

É possível ainda realizar a equalização dos sistemas de portadora única no domínio do tempo. Esses sistemas SC-TDE¹ compartilham com os SC-FDE a vantagem da simplicidade do transmissor, visto que podem-se utilizar formas de onda simples como OOK e M-PAM (*pulse amplitude modulation* - modulação da amplitude do pulso). Por outro lado, a equalização no domínio do tempo pode se tornar complexa para enlaces grandes ou se os símbolos transmitidos tiverem curta duração – o que é comum para os sistemas modernos.

A Tabela 1.1 resume as vantagens e desvantagens dos formatos de modulação SC-FDE, SC-TDE e OFDM. Conforme visto, as principais vantagens da transmissão SC-FDE com modulação OOK são a simplicidade da forma de onda de transmissão aliada à baixa complexidade de equalização. Já a principal desvantagem seria a baixa eficiência espectral e a necessidade de inserção de prefixo cíclico (cujo conceito é apresentado na

¹A sigla “TDE” significa *time domain equalization*, indicando que, nesse tipo de modulação, realiza-se a equalização no domínio do tempo.

	Vantagens	Desvantagens
SC-FDE	transmissor simples e baixa complexidade de equalização para canais longos	<i>overhead</i> causado pela necessidade de prefixo cíclico
SC-TDE	transmissor simples	alta complexidade de equalização para canais longos
OFDM	baixa complexidade de equalização para canais longos	<i>overhead</i> causado pela necessidade de prefixo cíclico e necessidade de gerar formas de onda complexas no transmissor

Tabela 1.1: Vantagens e Desvantagens das modulações multiportadora e de portadora única mais comuns.

Seção 4.2) para evitar interferência intersimbólica.

1.1 Revisão bibliográfica

Existem duas classes principais de formatos de modulação espectralmente eficientes em enlaces IM/DD (*Intensity modulation with direct detection* - modulação de intensidade com detecção direta): modulação de amplitude de pulso (*pulse amplitude modulation* - PAM) e modulação de subportadora (*subcarrier modulation* - SCM). A complexidade do sistema é um fator crítico para a sua viabilidade de implementação. Segundo Szczerba *et al.*, a PAM oferece a menor complexidade de implementação de todos os formatos de modulação multinível com eficiência espectral de 2 bits/segundo/Hz [22]. Assim sendo, a 4-PAM foi investigada computacionalmente por Ingham *et al.* na Referência [23]. Os resultados sugerem ser possível transmitir 20 Gb/s sobre 300 m de MMF utilizando pré-equalização no transmissor. O mesmo grupo reporta diagramas de olho 4-PAM com pré-distorção eletrônica em 32 Gb/s adequados para um enlace de comprimento de 150 m, embora sem medida de taxa de erro de bit [24]. Hardware em tempo real para transmissão de sinais com modulação 4-PAM foi demonstrado nas Referências [22] e [25] por Ingham *et al.* e Watanabe *et al.*, respectivamente. Em particular, a Referência [22] apresenta os resultados de um transmissor em tempo real a 25 Gb/s e 30 Gb/s utilizando o formato de modulação 4-PAM sobre 300 m e 200 m de MMF, respectivamente. Um VCSEL modulado diretamente foi utilizado, operando em 850 nm. Neste cenário, mesmo sem equalização, obteve-se uma BER inferior a 10^{-12} . Já na Referência [26], Szczerba *et al.* avaliam experimentalmente a modulação de subportadora de ciclo único (*single cycle subcarrier modulation*) com 16-QAM (16-level

quadrature amplitude modulation) em enlaces utilizando VCSELS e fibras multimodo, com recepção offline. A modulação de subportadora de ciclo único consiste em modular uma portadora de RF veiculada na potência do sinal óptico transmitido, de tal forma que cada símbolo corresponda a um ciclo da portadora de RF. No experimento, observa-se a transmissão bem sucedida de 37 Gb/s sobre 200 m de fibra multimodo.

Kahn e Barros [27] analisaram a diferença em desempenho entre diversas modalidades de OFDM em relação ao OOK simples e ao M-PAM unipolar, calculando o nível de potência necessário para atingir uma BER de 10^{-4} . Eles concluíram que o M-PAM com equalização MMSE possui desempenho superior a todas as modalidades de OFDM para o mesmo nível de potência. Eles também concluem que essa diferença aumenta à medida que se aumenta a eficiência espectral. Além disso, nas simulações, o OFDM teve desempenho similar ao M-PAM quando usava o dobro da taxa de transmissão do M-PAM, mas necessitou de mais largura de banda elétrica e de conversores AD 23% mais rápidos. Já em relação ao OOK, o OFDM apresentou desempenho inferior se sua taxa de símbolo for o dobro da do OOK e se a eficiência espectral for mantida em 1 bit/s/Hz.

Nos últimos anos, vários estudos experimentais e numéricos sobre transmissão de sinais OFDM ópticos sobre fibras multimodo apareceram na literatura [28, 29]. Alcançaram-se avanços significativos na OFDM óptica com a introdução do formato de modulação conhecido como OFDM óptica com modulação adaptativa (*adaptively modulated optical OFDM* - AMOOFDM). Neste cenário, o formato de modulação de cada subportadora é escolhido de acordo com a sua relação sinal-ruído (*signal to noise ratio* - SNR) [30]. Assim, evita-se que subportadoras com uma baixa SNR comprometam o desempenho do sistema degradando a taxa de erro de bit.

Jin *et al.* pesquisaram estatisticamente o desempenho da transmissão de sinais AMOOFDM sobre enlaces de fibra multimodo utilizando simulações numéricas [28]. Os autores consideraram 1000 enlaces de MMF de pior caso com bandas de 3 dB variando entre 220 e 490 MHz×km. Eles escolheram o formato de modulação de cada subportadora de acordo com a sua SNR entre DBPSK, DQPSK, 16 a 256-QAM ou sem dados. Todas as subportadoras de dados possuíam a mesma potência média. As simulações possibilitaram taxas de transmissão de 30 Gb/s sobre 300 m e 100 Gb/s sobre 150 m de 99,5% das fibras encontradas atualmente.

O artigo da Referência [31], publicado por Benlachtar *et al.*, investigou a eficácia do uso do formato de modulação OFDM com modulação adaptativa para aumentar a capacidade da interconexão via fibras multimodo para aplicações em data center. Utilizando MMF de perfil gradual de 50/125 μm com transmissão no comprimento de onda de 850 nm utilizando lasers VCSEL, em distâncias de até 300 m, alcançou-se via

simulações uma taxa de transmissão de 41,7 Gb/s. Diminuindo o perfil do índice de refração (fator α) de 2,06 para 2,02, foi possível aumentar a taxa de transmissão para 48,5 Gb/s.

Avaliou-se o desempenho da técnica de modulação AMOOFDM na Referência [12] por Tang *et al.* via simulação numérica para transmissão em MMF sem amplificação utilizando lasers DFB (*distributed feedback lasers*) com modulação de intensidade e detecção direta. Mostrou-se que uma taxa de transmissão de 28 Gb/s é plausível para um enlace de comprimento igual a 300 m de banda de 3 dB de 150 MHz \times km, para uma BER no receptor de 10^{-3} – o que permite uma recepção sem erros se um código corretor de erros for utilizado. Tal resultado foi possível visto que a técnica AMOOFDM possibilita utilizar modulações de alta ordem como 256 QAM em algumas subportadoras, o que restringiu a banda do sinal a aproximadamente 6,25 GHz.

No artigo da Referência [32], Jolley *et al.* investigaram teórica e experimentalmente o uso da técnica OFDM para modular diretamente um laser do tipo DFB em 1550 nm e transmitir o sinal por 1000 m de MMF. DQPSK é o formato de modulação utilizado nas sub-portadoras de dados. Neste cenário, os autores alcançaram uma taxa de transmissão de 10 Gb/s.

Na Referência [33], Tang *et al.* mostraram via simulações que a transmissão de sinais AMOOFDM a 40 Gb/s sobre 220 m de MMF e 32 Gb/s sobre 300 m de MMF com margens de perda de aproximadamente 15 dB é plausível em enlaces de MMF já instalados com banda efetiva de 3 dB de 150 MHz \times km. Para tanto, utilizou-se modulação de intensidade e detecção direta, atingindo uma BER de recepção de 10^{-3} .

De acordo com Giacomidis *et al.* [34], AMOOFDM com prefixo cíclico adaptativo (AMOOFDM-ACP) é capaz de oferecer um desempenho de capacidade versus alcance ainda maior que a de sinais AMOOFDM. As simulações consistiram em enlaces de MMF de canal único, sem amplificação e com IM/DD. Os autores consideraram um modulador de intensidade óptica ideal operando em 1550 nm. Os resultados mostram que a AMOOFDM-ACP obteve um desempenho melhor que a AMOOFDM sem a necessidade de empregar recursos extras, alcançando taxas de transmissão maiores que 30 Gb/s para um enlace de 300 m.

Na Referência [29] encontramos a primeira demonstração experimental em tempo real de modems OFDM ópticos operando a 3 Gb/s. Giddings *et al.* utilizaram lasers DFB modulados diretamente, sem amplificação e sem compensação de dispersão, sistemas IM/DD, sobre 500 m de fibra multimodo. Para tanto, a banda de 3 dB utilizada no enlace foi de 1200 MHz \times km e a potência de lançamento foi fixada em -3dBm.

Uma técnica recente conhecida como OFDM rápida (*fast OFDM* - FOFDM) possibilita dobrar a eficiência espectral de sistemas OFDM convencionais [35]. O esquema

Referência	Método	Taxa de transmissão	Alcance	Banda do canal
[23]	Simulação	20 Gb/s	300 m	7,5 GHz×km
[22]	Experimental	25 Gb/s	300 m	4,7 GHz×km
[26]	Experimental	37 Gb/s	200 m	4,7 GHz×km
[28]	Simulação	30 Gb/s	100 m	0,49 GHz×km
[31]	Simulação	48,5 Gb/s	300 m	–
[12]	Simulação	28 Gb/s	300 m	0,15 GHz×km
[32]	Experimental	10 Gb/s	1000 m	0,8 GHz×km
[33]	Simulação	32 Gb/s	300 m	0,15 GHz×km
[34]	Simulação	30 Gb/s	300 m	0,242 GHz×km
[29]	Experimental	3 Gb/s	500 m	1,2 GHz×km
[38]	Experimental	3,9 Gb/s	300 m	0,5 GHz×km
[39]	Simulação	19,375 Gb/s	500 m	0,203 GHz×km

Tabela 1.2: Resumo dos resultados de taxa de transmissão e alcance atingidos pelos trabalhos citados para transmissão em fibra multimodo. Células com um “–” indicam que o parâmetro não foi explicitado no trabalho.

consiste em diminuir o espaçamento das subportadoras pela metade, reduzindo por 2 a banda do sinal, mas mantendo a mesma taxa de transmissão. Isso faz com que cada subportadora cause interferência nas demais, eliminando a ortogonalidade entre elas. Porém, embora não haja mais ortogonalidade entre as subportadoras, pode-se manter a ortogonalidade das partes real ou imaginária dessas subportadoras [36]. Dessa forma, utilizando apenas formatos de modulação unidimensionais, como chaveamento por deslocamento de amplitude *m-ésimo* (*M-ary amplitude shift keying* - M-ASK), é possível recuperar o sinal transmitido sem interferência.

Recentemente, implementou-se experimentalmente a Fast OFDM de forma efetiva em sistemas de fibra monomodo (*single mode fiber* - SMF) empregando a transformada cosseno discreta (*discrete cosine transform* - DCT) para sinais de banda lateral dupla (*double-side band* - DSB) [37]. Para sinais de banda lateral única (*single-side band* - SSB), utilizou-se a transformada rápida de Fourier na implementação do sistema [35]. Devido à banda limitada associada às fibras multimodo, FOFDM pode ser considerada uma solução efetiva para combater a dispersão modal óptica inerente a esse tipo de enlace. Por conseguinte, Giacomidis *et al.* averiguaram o desempenho da FOFDM óptica em fibras multimodo, alcançando taxas de 3,9 Gb/s [38] experimentalmente e 19,375 Gb/s [39] via simulações sobre enlaces de 500 m com banda de 3 dB efetiva de 150 MHz×km. Neste último caso, a potência de lançamento foi de 5 dBm.

A Tabela 1.2 resume os resultados apresentados. Verificamos com esses dados que

há vários resultados de simulação e experimentais que sugerem alternativas eficientes para aumentar a taxa de transmissão dos sistemas atuais. Trabalhos futuros podem tentar atingir taxas de transmissão mais altas (como 40 Gb/s e além) com dados experimentais.

1.2 Contribuições e organização do trabalho

É necessário um entendimento satisfatório das propriedades da fibra multimodo para satisfazer requisitos futuros de capacidade dos sistemas ópticos. Assim, um modelo para o canal que reflita corretamente as propriedades da MMF é fundamental para qualquer análise numérica utilizada no desenvolvimento de novos sistemas. Com base nesses requisitos, o Capítulo 2 descreve os fenômenos causados pela fibra multimodo, com ênfase nos diversos modos de propagação da luz. Ao final do capítulo, nós revisamos e comparamos três modelos de simulação da resposta ao impulso da fibra multimodo – um determinístico, um estatístico e o modelo de Cambridge 108 *Fiber* –, que foram selecionados por serem simples de implementar. Assim, evitamos o uso de modelos numéricos complexos, reduzindo o tempo de simulação. O modelo determinístico propõe o cálculo dos coeficientes de acoplamentos de potência (veja a Seção 2.8) com base em equações analíticas. Já o modelo de Cambridge calcula os coeficientes e atrasos modais com base em simulações numéricas, considerando imperfeições encontradas em fibras reais. Por último, o modelo estatístico assume uma distribuição de potência modal uniforme e calcula os atrasos modais segundo uma variável aleatória com distribuição uniforme.

Em seguida, o Capítulo 3 descreve alguns componentes de sistemas comumente empregados em sistemas ópticos de curta distância. Neste capítulo, fazemos uma breve revisão do transmissor e do receptor, com ênfase nos processos de sincronismo, estimação de canal e equalização. Esses conhecimentos são essenciais para o entendimento do sistema proposto no capítulo seguinte, em que propomos uma solução para o problema de aumento de capacidade em sistemas ópticos de curta distância.

De posse dos conhecimentos básicos, propomos no Capítulo 4 o uso da SC-FDE para compensar a dispersão modal em enlaces ópticos de curta distância compostos por fibra multimodo e VCSEs de baixo custo operando no comprimento de onda de 850 nm. Neste capítulo, nós propomos ainda um algoritmo de sincronismo de quadro que se mostrou funcional mesmo para um ambiente com dispersão modal severa. De modo a confirmar a viabilidade do sistema SC-FDE proposto, verificamos seu desempenho com o auxílio de dados experimentais obtidos pela transmissão do sinal por uma fibra real e processamento *offline* e também com o auxílio de simulações numéricas. Com isso, fazemos uma análise dos resultados obtidos.

Por fim, o Capítulo 5 resume os resultados obtidos e propõe pontos que podem ser abordados em trabalhos futuros.

Capítulo 2 Princípios de Comunicação sobre Fibras Multimodo

2.1 Introdução

A grande demanda recente por aplicações multigigabit Ethernet (10GbE e além), InfiniBand e Fibre Channel (FC) em redes locais causou um aumento da necessidade de se ocupar bandas mais largas nas fibras ópticas multimodo (*multimode fiber* - MMF) já instaladas. Esse tipo de fibra é fabricado há décadas por vários fabricantes diferentes e, por causa das diferenças nos processos de manufatura de cada um, as fibras instaladas atualmente possuem diferenças bastante significativas em suas larguras de banda e no desempenho da transmissão de sinais ópticos. Além disso, mesmo entre as fibras produzidas pelo mesmo fabricante, pode haver diferenças significativas na largura de banda. No começo da era das transmissões ópticas, há mais de 30 anos, as fibras multimodo foram desenvolvidas para serem usadas em conjunto com diodos emissores de luz (*light emitting diodes* - LEDs) para baixas taxas de transmissão (para os padrões atuais), usualmente da ordem de 200 Mbps. Desde o advento do padrão Gigabit Ethernet na década de 1990, a demanda por largura de banda, causada principalmente pela popularização da Internet, aumentou exponencialmente e conexões multigigabit se tornaram cada vez mais comuns. Atualmente, o aumento da velocidade de transmissão nos enlaces instalados se tornou muito complicado por causa das propriedades de transmissão das fibras multimodo legadas. A velocidade de transmissão não passa hoje de 10 Gb/s, mas taxas de 40 Gb/s e até 100 Gb/s são hoje requisitadas dos enlaces de curta distância, principalmente devido ao aumento gradual da concentração do tráfego de Internet em data centers [2], que podem cada um ter milhares de conexões ópticas.

Conexões ópticas de alta velocidade tradicionalmente eram focadas em tecnologias de fibras monomodo (*singlemode fiber* - SMF), que permitiam facilmente alcançar taxas da ordem de 10 Gb/s sobre dezenas de quilômetros de fibra. A demanda de altas velocidades era concentrada principalmente nos *backbones*, onde grandes capacidades de transmissão eram requeridas para interligar áreas metropolitanas distantes entre si. À medida que a capacidade dos *backbones* aumentou, o gargalo de banda saiu do núcleo da rede e passou gradualmente para as bordas, chegando eventualmente às redes locais. Houve então necessidade de se aumentar a capacidade de transmissão da infraestrutura de fibras multimodo existente nesses ambientes. Essa demanda, em conjunto com o aumento das conexões ópticas em *data centers*, são hoje os maiores mercados para

fibras multimodo.

Neste capítulo, descrevemos inicialmente os diferentes tipos de fibras multimodo encontradas na prática. Em seguida, discorremos sobre os padrões que utilizam a fibra multimodo. Nas seções seguintes, descrevemos as características da fibra multimodo e o processo de propagação de um sinal na fibra. Por último, analisamos três modelos de derivação da resposta ao impulso da fibra multimodo e fazemos uma análise de cada um.

2.2 Tipos de Fibra multimodo

As fibras multimodo são geralmente classificadas de acordo com a sua largura de banda para um determinado comprimento de onda. Essa largura de banda é usualmente expressa em $\text{MHz}\times\text{km}$, o que significa que ela é normalizada para o comprimento de 1 km, resultando em um valor que é independente do comprimento da fibra. Assim, dizer que uma fibra possui largura de banda nominal de $500 \text{ MHz}\times\text{km}$ é o mesmo que dizer que sua resposta em frequência decai em 3 dB de seu valor máximo na frequência de 500 MHz se o comprimento dessa fibra for de 1 km. Assim, caso a fibra tenha comprimento de 500 m, essa diminuição de 3 dB deverá ocorrer por volta de 1 GHz.

As primeiras fibras multimodo foram classificadas como OM1, e possuíam uma largura de banda de aproximadamente $200 \text{ MHz}\times\text{km}$ no comprimento de onda de 850 nm. Essa baixa largura de banda motivou a pesquisa por melhores técnicas de fabricação da fibra, tornando o perfil do índice de refração cada vez mais próximo do ideal. Logo, surgiram as fibras OM2 com largura de banda de $500 \text{ MHz}\times\text{km}$. Essas fibras eram suficientes para suportar aplicações Gigabit Ethernet (cuja taxa de transmissão é de 1 Gb/s). Contudo, com o advento do padrão 10 Gigabit Ethernet, a largura de banda oferecida pelas fibras OM1 e OM2 se tornou insuficiente. Assim, vieram as fibras OM3 e OM4 para suprir esse aumento da demanda de largura de banda. Essas fibras mais modernas podem inclusive ser otimizadas para uso com lasers VCSEL no comprimento de onda de 850 nm, possibilitando uma largura de banda ainda maior. Todas essas informações podem ser encontradas no padrão ISO/IEC 11801:2002.

Os cordões ópticos podem ser de cores diferentes dependendo do tipo de fibra. As fibras OM1 e OM2 são geralmente laranjas, enquanto as OM3 e OM4 são comumente fabricadas com revestimento de cor azul. Além disso, o diâmetro do núcleo não é o mesmo para todos os tipos de fibra. Assim, uma fibra OM1 é do tipo $62,5/125 \mu\text{m}$, o que significa que ela possui um diâmetro de núcleo de $62,5 \mu\text{m}$ e um diâmetro de casca de $125 \mu\text{m}$. A Figura 2.1 resume os atributos dos tipos de fibra.

Fibra multimodo		Banda para LED (MHz.km)		Banda para laser (MHz.km)
Tipo	Diâmetro do núcleo	850 nm	1310 nm	850 nm
OM1	62,5 µm	200	500	-
OM2	50 µm	500	500	-
OM3	50 µm	1500	500	2000
OM4	50 µm	3500	500	4700

Figura 2.1: Tipos de fibra multimodo e suas larguras de banda, para transmissores do tipo LED e laser. Fonte: padrão ISO/IEC 11801:2002.

2.3 Protocolos de Interconexão de *Data Centers*

Atualmente, os *data centers* e computadores de alto desempenho (*high performance computers* - HPCs) tendem a utilizar fibras multimodo nos enlaces de interconexão entre racks. O aumento da demanda de largura de banda nesses enlaces motivou o desenvolvimento de vários protocolos que possibilitam transmissões cada vez mais eficientes nesse ambiente. Dentre eles, os mais utilizados são o Ethernet e o InfiniBand. De fato, até novembro de 2011, o Ethernet era utilizado em 44,8% das interconexões dos 500 supercomputadores mais rápidos do mundo, enquanto que o InfiniBand detinha 41,8% do total [40]. Um ano depois, em novembro de 2012, o mesmo órgão relata que o Ethernet perdeu espaço, somando 37,8% das conexões, e o InfiniBand aumentou sua participação de mercado, passando a estar presente em 44,8% das conexões. Devido à importância desses padrões, descreveremos brevemente cada um deles a seguir.

2.3.1 Ethernet

A arquitetura IEEE 802, conhecido como Ethernet, foi desenvolvida para redes de curta distância baseadas no envio de pacotes e funciona nas camadas física e de enlace de dados. Hoje em dia, o Ethernet já é utilizado em redes de Área Metropolitana (*Metropolitan Area Networks* - MANs) por permitir taxas de transmissão de vários gigabits por segundo. O padrão se baseia no princípio de que cada nó da rede possui um endereço único de 48 bits, e que, por meio desses endereços, os equipamentos de rede (chamados *switches* ou comutadores) são capazes de encaminhar o pacote até seu destino.

Há diversos formatos de implementação da interface de transmissão, cada um re-

Padrão	Alcance (metros)			
	OM1	OM2	OM3	OM4
10GBASE-SR	33	82	300	400
10GBASE-LRM	220	220	220	220
10GBASE-LX4	-	300	300	300
40GBASE-SR4	-	-	100	125
100GBASE-SR10	-	-	100	125

Figura 2.2: Implementações do protocolo Ethernet e seus alcances. Fonte: padrões 802.3ae, 802.3aq e 802.3ba.

cebendo uma denominação diferente. As principais diferenças entre esses formatos estão na taxa de transmissão suportada e no tipo de cabeamento. Por exemplo, a sigla 10GBASE-SR (cujo padrão é o 802.3ae) indica que a taxa de transmissão é de 10 Gb/s, tendo o sufixo “SR” o significado de *short range*, ou curta distância. Essa implementação em específico suporta apenas fibras multimodo e lasers (geralmente VCSELs) no comprimento de onda de 850 nm. O alcance é limitado em 300 metros para uma fibra OM3 e em 400 metros para uma OM4. Esse padrão tem a vantagem de oferecer o módulo de mais baixo custo para a taxa de transmissão utilizada.

Outras implementações que utilizam fibras multimodo na taxa de 10 Gb/s são a 10GBASE-LRM (Long Reach Multimode, cujo padrão é o 802.3aq) e a 10GBASE-LX4 (definido no padrão 802.3ae). A primeira utiliza lasers em 1310 nm e oferece alcance padronizado de 220 metros, que é independente do tipo de fibra multimodo utilizada. A segunda também opera em 1310 nm e especifica o alcance de 300 metros para fibras com banda de 500 MHz×km ou mais. Contudo, o padrão mais utilizado é o SR, por utilizar transmissores mais baratos, o que o torna mais competitivo.

Os padrões 40 Gigabit Ethernet e 100 Gigabit Ethernet (definidos no padrão 802.3ba) oferecem taxas de transmissão de 40 Gb/s e 100 Gb/s, respectivamente. Seu funcionamento, bem como o formato do quadro, são semelhantes aos empregados nas implementações para taxas de transmissão mais baixas. Contudo, somente as fibras mais modernas (como OM3 e OM4) são suportadas. Um resumo das implementações e dos alcances suportados é apresentado na Figura 2.2.

Canais	SDR	DDR	QDR	FDR	EDR
1X	2.5 Gb/s	5 Gb/s	10 Gb/s	14 Gb/s	25 Gb/s
4X	10 Gb/s	20 Gb/s	40 Gb/s	56 Gb/s	100 Gb/s
8X	20 Gb/s	40 Gb/s	80 Gb/s	112 Gb/s	200 Gb/s
12X	30 Gb/s	60 Gb/s	120 Gb/s	168 Gb/s	300 Gb/s

Figura 2.3: Taxas de transmissão suportadas pela InfiniBand para 1, 4, 8 e 12 canais por fibra. Fonte: Referência [41].

2.3.2 InfiniBand

O padrão InfiniBand [41] foi projetado especificamente para interconexões de *data centers* e computadores de alto desempenho. Ele é desenvolvido pela IBTA (InfiniBand Trade Association), associação liderada pela união de HP, IBM, Intel, Mellanox, Oracle, QLogic e System Fabric Works. Suas vantagens incluem alta largura de banda, baixa latência e baixa utilização de CPU (o que permite um baixo consumo energético). Como outras conexões modernas, o InfiniBand utiliza enlaces ponto-a-ponto *full-duplex* e suporta *multicast*. Para as conexões de curta distância, o InfiniBand suporta fibras multimodo com lasers VCSEL, possibilitando conexões de baixo custo.

O InfiniBand suporta uma grande variedade de taxas de transmissão: taxa única (*single data rate* - SDR), taxa dupla (*double data rate* - DDR), taxa quádrupla (*quad data rate* - QDR), taxa catorze (*fourteen data rate* - FDR) e taxa aprimorada (*enhanced data rate* - EDR). Além disso, para cada taxa de transmissão empregada, o protocolo suporta 1, 4, 8 ou 12 canais, o que permite uma taxa total por fibra de 300 Gb/s. A Figura 2.3 resume essas informações. A taxa bruta de transmissão na verdade é maior por conta da codificação utilizada. Nos casos SDR, DDR e QDR, a codificação utilizada é a 8B/10B, em que a cada 10 bits transmitidos 8 são de dados e 2 de *overhead*. Já para FDR e EDR, utiliza-se a codificação 64B/66B.

Conforme citado, uma das vantagens do InfiniBand é a sua relativa baixa latência. Por exemplo, os chips SDR, DDR e QDR possuem latência ponto-a-ponto de 200 ns, 140 ns e 100 ns, respectivamente. Esse baixo atraso em conjunto com a alta largura de banda são as principais vantagens do InfiniBand e contribuem para o seu crescimento de mercado.

2.4 Características da fibra multimodo

As fibras ópticas foram desenvolvidas com o intuito de possibilitarem altas taxas de transmissão e se tornaram o meio de transmissão mais eficiente tanto para comunicações de longo alcance - como *backbones* - como para redes de alcance mais restrito, como redes de armazenamento (*storage area network* - SAN). De forma a possibilitar transmissões multigigabit, todo meio guiado precisa ter valores baixos de atenuação em conjunto com uma alta largura de banda vezes unidade de comprimento. As fibras ópticas atendem ambos os requisitos. De fato, a atenuação óptica varia aproximadamente de 0,2 dB/km a 2 dB/km, enquanto que a largura de banda é geralmente suficiente para a maioria das aplicações de telecomunicações (embora novas técnicas de transmissão têm se tornado necessárias para ocupar eficientemente a banda do canal). Usualmente, não é possível especificar apenas um valor para a atenuação e para a banda passante de uma fibra óptica, visto que esses parâmetros são fortemente influenciados por fatores como o comprimento de onda de operação e pela estrutura do guia de onda óptico. Por exemplo, transmissões a 2488 Mbps da especificação ITU-T STM16 podem alcançar mais de 1000 km de fibra monomodo sem serem limitadas em banda por efeitos de dispersão. Contudo, mesmo com valores de atenuação menores que 0,2 dB/km possibilitados pela transmissão nesse comprimento de onda, é necessário um balanço de potência (*link budget*) da ordem de 200 dB para que a comunicação seja possível. Essa alta atenuação pode ser superada pelo uso de amplificadores ópticos com intervalos regulares de atenuação entre cada um.

O cenário é completamente diferente ao se utilizar fibras multimodo. Antes de entrar em mais detalhes, é interessante descrever as propriedades de guias de onda das fibras ópticas. A fibra óptica é um guia de onda aproximadamente dielétrico e cilíndrico, em que o guiamento de ondas é alcançado utilizando a diferença entre o índice de refração da região dielétrica interna, o núcleo, e a região dielétrica externa, a casca. Fazendo com que o índice de refração seja levemente maior no núcleo do que na casca, o guiamento de ondas ópticas é garantido para um intervalo de comprimentos de onda.

A fibra óptica considerada neste trabalho é feita de uma composição de sílica e seu processo de manufatura deve garantir o exato índice de refração e pureza do material requeridos para garantir simultaneamente baixa atenuação e dispersão. A propriedade de baixa atenuação é obtida pela correta escolha do índice de refração do material, de modo a limitar a transmissão à faixa de infravermelho, ou seja, no intervalo $820 \text{ nm} < \lambda < 1620 \text{ nm}$. Nesse intervalo, a fibra óptica irá operar na região monomodo ou multimodo, dependendo do valor do diâmetro do núcleo. Fibras monomodo padrão possuem esse valor perto de $4 \mu\text{m}$, enquanto que nas fibras multimodo o diâmetro do

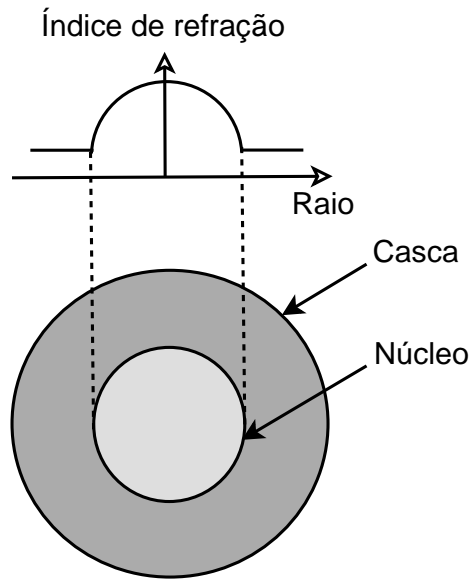


Figura 2.4: Geometria radial da fibra multimodo para um perfil gradual.

núcleo é bem maior, usualmente 50 ou 62,5 μm . Na verdade, outros fatores afetam as condições de guiamento, mas essencialmente o predominante é o diâmetro do núcleo.

O regime multimodo implica em uma limitação severa na largura de banda do canal em comparação com o regime monomodo. Isso é devido principalmente pelo multipercorso dos modos de propagação da luz e a conseqüente diferença em seus atrasos de grupo por unidade de comprimento. Além da dispersão modal, cada modo de propagação está sujeito à dispersão cromática, que é causada pela variação da velocidade de grupo de cada modo em relação ao comprimento de onda. Por esse motivo, a dispersão cromática é também chamada de dispersão de velocidade de grupo (*group velocity dispersion* - GVD) e geralmente, se não for compensada, é o principal limitante das comunicações que usam fibras monomodo como meio de transmissão.

Cada efeito não-linear e fenômeno de dispersão também estão presentes em princípio nas transmissões com fibra multimodo. Contudo, devido às grandes diferenças de magnitude entre esses fenômenos e a dispersão modal, a contribuição daqueles na distorção do sinal óptico se torna desprezível, sendo a dispersão modal o grande limitante na capacidade de transmissão com fibras multimodo.

2.5 Perfis do índice de refração

De acordo com as leis de propagação de ondas eletromagnéticas, a velocidade de fase v_p de uma onda plana de comprimento de onda λ se propagando em um meio homogêneo caracterizado pelo índice de refração $n(\lambda)$ é $v_p = c/n(\lambda)$. Essa descrição elementar é válida apenas para meios homogêneos com índice de refração constante. Quando se introduz uma dependência espacial do índice de refração, a frente de onda

não será mais plana e a onda propagante seguirá a dependência espacial do índice de refração. De acordo com essa condição, a velocidade de fase dependerá da posição radial da onda em relação ao centro da fibra de acordo com a equação

$$v_p(r, \lambda) = \frac{c}{n(r, \lambda)}, \quad (2.1)$$

em que $c \cong 2,998 \times 10^8$ m/s é a velocidade da luz no vácuo. O princípio básico de equalização do atraso modal baseia-se nessa fórmula. Fazendo o índice de refração ser maior onde o caminho dos raios de luz é menor faz com que a velocidade de fase seja menor para grupos modais de baixa ordem. Seguindo o mesmo raciocínio, diminuindo o índice de refração da região externa do núcleo onde os modos de alta ordem se propagam por caminhos mais longos faz com que a velocidade de fase dessas ondas seja maior, fornecendo equalização dos atrasos modais. Assim, é possível projetar uma fibra em que o valor do índice de refração do núcleo seja máximo no centro da fibra e diminua gradualmente à medida que se aproxima da casca, resultando em uma transição suave entre núcleo e casca. Esse processo é ilustrado na Figura 2.4 para uma visão radial da fibra multimodo. Com esse perfil, os atrasos modais são idealmente equalizados e em princípio a banda de transmissão aumenta quase infinitamente, visto que a dispersão modal é anulada. Na realidade, o perfil ideal que eliminaria por completo essa limitação de banda é extremamente complexo de se produzir e na prática o que se consegue é uma banda de alguns poucos gigahertz para um quilômetro de fibra.

O termo velocidade de fase se refere à velocidade de uma onda senoidal se propagando em um meio homogêneo, de forma que ele não pode representar nenhuma situação real. A onda senoidal perfeita, que é a onda monocromática real, é apenas um modelo matemático. Quando se trata de eventos de tempo limitado, como pulsos, a velocidade de fase deve ser substituída pela velocidade de grupo v_g . A velocidade de grupo representa a velocidade de propagação do centro de gravidade do pulso. Por definição, em um meio não-dispersivo, a velocidade de grupo não depende da frequência (ou, equivalentemente, do comprimento de onda) e o pulso não se distorce à medida que se propaga. Se a velocidade de grupo depender da frequência – o que sempre acontece na prática –, o pulso se alarga à medida que se propaga e a velocidade de grupo se torna $v_g(\omega)$. Esse fenômeno é a já comentada dispersão cromática e é usualmente desprezível se comparado aos efeitos da dispersão modal.

2.6 Condições de excitação da fibra multimodo

Os diodos emissores de luz limitam consideravelmente a capacidade de transmissão em fibras multimodo. Por essa razão, é necessário utilizar lasers, que proporcionam

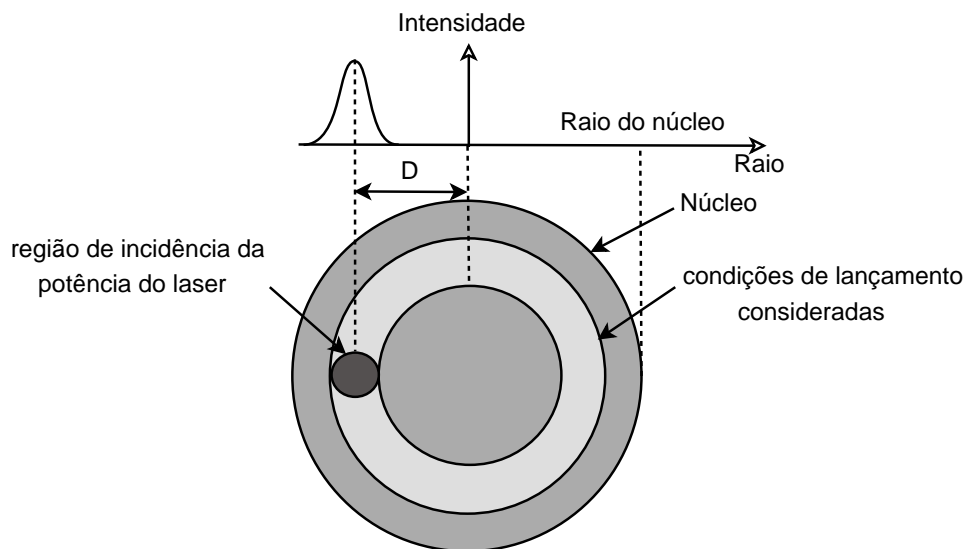


Figura 2.5: Representação do lançamento em condições restritas para uma visão radial do núcleo da fibra.

maior desempenho aliado com soluções de baixo custo como modulação direta do laser, em que a intensidade do sinal elétrico modula diretamente a intensidade do sinal óptico de saída, sem a necessidade de um modulador externo – mas tem como desvantagem a perda da fase do sinal elétrico. Recentemente, os lasers VCSEL proporcionam uma boa combinação de custo, capacidade de transmissão e consumo de potência. Contudo, nas transmissões multigigabit Ethernet, pelo menos na janela de 1310 nm, os lasers mais consolidados ainda são os lasers de Fabry-Perot (FP) e os de realimentação distribuída (*distributed feedback* - DFB). De qualquer forma, qualquer tipo de laser está sujeito a uma série de problemas na transmissão multimodo. Isso acontece pois geralmente o feixe óptico do laser tem um diâmetro muito menor que o núcleo da fibra. Dessa forma, dependendo das condições de acoplamento do laser com a fibra e de perturbações do ambiente, podem-se excitar modos de alta ordem, baixa ordem ou ainda uma combinação de ambos. Isso faz com que a banda do canal se torne imprevisível, podendo esta variar entre um valor muito baixo ou muito alto, dependendo apenas das condições de lançamento da luz na fibra. Mesmo quando a potência de transmissão é distribuída entre poucos modos excitados, a diferença entre seus atrasos de propagação pode proporcionar uma deformação considerável do pulso na saída da fibra, ainda que para uma transmissão em algumas poucas centenas de metros.

A resposta em frequência dependente das condições de lançamento, presente em todas as comunicações com fibras multimodo, causa muitas dificuldades na transmissão multigigabit sobre esse meio óptico. O padrão IEEE802.3ae de 1GbE especifica como solução para esse problema o lançamento em condições restritas. Dessa forma, apenas algumas das possibilidades de excitação modal são permitidas, o que diminui consi-

deravelmente a imprevisibilidade da resposta em frequência do canal. Não obstante, essa solução causa outros problemas, como maior dificuldade e custo no acoplamento da fibra com o laser, que deve ser muito preciso. A Figura 2.5 ilustra esse esquema. Considerando o sistema em coordenadas polares, as regiões consideradas são um pequeno círculo a uma distância radial D do centro da fibra e toda a área varrida por esse círculo, variando θ de zero a 2π , região representada na figura como “condições de lançamento consideradas”. Como pode ser visto, o intuito do lançamento em condições restritas é excitar modos de alta ordem específicos localizados a uma distância intermediária do centro do núcleo. Para que a potência do laser caia sobre a área desejada, utiliza-se um cordão óptico monomodo de lançamento deslocado, cujo valor de mercado é expressivo e pode aumentar consideravelmente o custo total do equipamento.

2.7 Perdas na fibra

As perdas na fibra representam um fator limitante para comunicações ópticas pois elas reduzem a potência do sinal que chega no receptor. Como os receptores ópticos necessitam de um nível de potência mínimo para recuperar o sinal transmitido de forma precisa, o alcance de transmissão é inerentemente limitado pelas perdas. De fato, o uso de fibras de sílica só foi possível quando as perdas na fibra foram reduzidas a um valor aceitável por volta da década de 1970 [42].

Sob condições normais, variações da potência óptica P de um sinal se propagando por uma fibra óptica são regidas pela lei de Beer [42]:

$$\frac{dP}{dz} = -\alpha P, \quad (2.2)$$

em que α é o coeficiente de atenuação. Esse coeficiente não inclui apenas absorções do material, mas também outras fontes de atenuação de potência. Se P_{in} denota a potência lançada em uma fibra de comprimento L , a potência P_{out} na saída da fibra é dada por:

$$P_{out} = P_{in} \exp(-\alpha L). \quad (2.3)$$

É comum expressar α em dB/km utilizando a relação

$$\alpha(\text{dB/km}) = -\frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \approx 4,343\alpha, \quad (2.4)$$

e se referir a ele como o parâmetro de perdas da fibra.

As perdas na fibra dependem do comprimento de onda de operação. Em 1550 nm, a Referência [42] mostra que o parâmetro de perdas de uma fibra de diâmetro de 9,4 μm é de 0,2 dB/km. Vários fatores contribuem para o valor total de perdas. Dentre

eles, podemos destacar como importantes a absorção do material e o espalhamento Rayleigh.

2.7.1 Absorção do material

A absorção do material pode ser causada tanto pelo próprio material da fibra (que geralmente é a sílica) como pelas impurezas contidas nesse material. Segundo a Referência [42], qualquer material absorve em certos comprimentos de onda, o que acontece por causa das ressonâncias vibracionais e eletrônicas associadas com moléculas específicas. Ainda, a absorção intrínseca (que é a causada pela própria sílica) é mínima no intervalo de comprimento de onda de $0,8 \mu\text{m}$ a $1,6 \mu\text{m}$, sendo nessa região menor que $0,1 \text{ dB/km}$. Por esse motivo, se torna interessante transmitir nesse intervalo, aproveitando a baixa atenuação.

Por outro lado, a absorção extrínseca, que resulta da presença de impurezas, absorve fortemente no intervalo de $0,6\text{-}1,6 \mu\text{m}$ [42]. Para obter um nível de perda menor que 1 dB/km , é necessário reduzir a quantidade de impurezas a menos que 1 parte por bilhão. Técnicas modernas podem proporcionar tal pureza. Uma das principais fontes de absorção extrínseca é a presença de vapor de água. Os picos de perdas nos comprimentos de onda de $1,39$ e $1,24 \mu\text{m}$ são causados por esse tipo de impureza. Isso motivou o desenvolvimento de outro tipo de fibra, a chamada de fibra seca (*dry fiber*). Nessa fibra, reduz-se drasticamente a concentração do íon OH, eliminando esses picos do perfil de perdas.

2.7.2 Espalhamento Rayleigh

O espalhamento Rayleigh é um fenômeno bastante relevante que causa atenuação nos sinais transmitidos em fibras ópticas. Isso ocorre devido às diferenças de densidade da sílica ao longo da fibra, o que na prática causa uma flutuação do valor do índice de refração. Desse modo, uma parcela dos raios infravermelhos guiados é espalhada pela casca, o que causa perdas no sinal. De acordo com a Referência [42], as perdas causadas pelo espalhamento Rayleigh são dadas por

$$\alpha_R = \frac{C}{\lambda^4}, \quad (2.5)$$

sendo que a constante C tem valor entre $0,7\text{-}0,9 \text{ (dB/km)}\mu\text{m}^4$, dependendo da constituição do núcleo. Isso corresponde a $\alpha_R = 0,12\text{-}0,16 \text{ dB/km}$ para o comprimento de onda de 1550 nm , indicando que nesse caso as perdas na fibra são dominadas pelo espalhamento Rayleigh.

As perdas causadas pelo espalhamento Rayleigh podem ser menores que $0,01 \text{ dB/km}$

se a transmissão ocorrer em comprimentos de onda acima de $3 \mu\text{m}$. Contudo, para comprimentos de onda acima de $1,7 \mu\text{m}$, o fenômeno de absorção de infravermelho torna inviável a transmissão, visto que a atenuação causada por esse outro fenômeno se torna excessiva.

2.7.3 Imperfeições no guia de onda

As fibras ópticas produzidas na prática não são perfeitamente cilíndricas – o que causa “vazamentos” de energia para a casca. As imperfeições na fabricação, como variações na circunferência da fibra e imperfeições na transição entre núcleo e casca, causam perdas no sinal em adição aos já citados fenômenos de absorção e espalhamento Rayleigh. Isso ocorre quando as imperfeições estão presentes em uma escala maior que o comprimento de onda. Assim, é necessário certo controle no processo de manufatura para tornar a fibra o mais homogênea possível para manter as variações abaixo de 1%, o que, segundo a Referência [42], resulta em perdas tipicamente menores que 0,03 dB/km.

As curvaturas na fibra constituem outra fonte de perdas e podem ser de dois tipos: macrocurvaturas e microcurvaturas. O fenômeno de macrocurvaturas pode ser explicado pelo modelo de raios. Normalmente, um raio guiado incide na interface entre núcleo e casca a um ângulo maior que o ângulo crítico, o que faz com que o raio seja totalmente refletido de volta para o núcleo. Contudo, o ângulo de incidência pode diminuir quando o raio incide sobre uma curvatura, podendo em pior caso ser menor que o ângulo crítico. Isso faz com que o raio passe para a casca, fazendo com que a energia seja perdida. A perda por curvatura é proporcional a $\exp(-R_c/R_k)$ [42], em que R_c é o raio de curvatura da fibra e $R_k = \rho/(n_1^2 - n_2^2)$, sendo ρ o raio do núcleo.

Já o fenômeno de microcurvaturas acontece quando, no processo de fabricação da fibra, esta é pressionada contra uma superfície que não é perfeitamente lisa. As perdas podem chegar a 100 dB/km caso nenhuma medida de precaução seja considerada.

Muitas outras fontes de perdas são encontradas nas fibras ópticas. Particularmente, as perdas devido a emendas e conectores devem ser levadas em conta no planejamento do balanço de potência do sistema.

2.8 Modos de propagação da luz na fibra multimodo

Esta seção descreverá brevemente os campos modais na fibra multimodo. Esses campos são importantes pois possibilitam o cálculo dos coeficientes de acoplamento de potência de cada modo, que são a parcela da potência transmitida que é alocada a cada modo. Esse último, por sua vez, é essencial no cálculo da resposta ao impulso da fibra

multimodo, processo a ser apresentado na Seção 2.9. Os cálculos aqui apresentados são simplificados, sendo que a versão detalhada pode ser encontrada na Referência [43].

Como toda onda eletromagnética, a propagação dos campos elétrico e magnético em uma fibra multimodo é regida pelas leis de Maxwell. A forma cilíndrica da fibra óptica sugere que o sistema de coordenadas cilíndricas (r, ϕ, z) é o mais indicado para descrever a posição espacial dos campos. Contudo, a descrição matemática dos operadores se torna mais simples com a utilização de coordenadas Cartesianas. Assim, sem perda de generalidade, as expressões genéricas para os campos elétrico e magnético são [43]:

$$\begin{aligned} E(\mathbf{r}, t) &= E_x(r, \phi, z, t)\mathbf{x} + E_y(r, \phi, z, t)\mathbf{y} + E_z(r, \phi, z, t)\mathbf{z}, \\ H(\mathbf{r}, t) &= H_x(r, \phi, z, t)\mathbf{x} + H_y(r, \phi, z, t)\mathbf{y} + H_z(r, \phi, z, t)\mathbf{z}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

em que $(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$ define o vetor unitário de referência para o sistema de coordenadas Cartesianas. A conhecida equação da onda, que rege a expressão para o campo total guiado em qualquer fibra óptica, é a seguinte [43]:

$$\frac{d^2\Psi(r, \phi)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\Psi(r, \phi)}{dr} + \frac{1}{r^2} \frac{d^2\Psi(r, \phi)}{d\phi^2} + [k_0^2 n^2(r, \phi) - \beta^2] \Psi(r, \phi) = 0, \quad (2.7)$$

em que $\Psi(r, \phi)$ representa o campo (elétrico ou magnético) na fibra em coordenadas cilíndricas, $n(r, \phi, z)$ é o índice de refração, β é a constante de propagação, e $k_0 = 2\pi/\lambda$ é o número de onda. Por simplicidade, assumimos uma fibra cilíndrica perfeitamente simétrica. Assim, o índice de refração se torna $n(r, \phi) = n(r)$. Para uma fibra com perfil de índice de refração gradual, as condições de contorno são então:

$$n = \begin{cases} n(r), & \text{se } r \leq \rho; \\ n(\rho), & \text{se } r > \rho, \end{cases} \quad (2.8)$$

em que ρ é o raio do núcleo. Como a fibra é perfeitamente simétrica, é possível utilizar o método de separação de variáveis:

$$\Psi(r, \phi) \equiv R(r)\Phi(\phi), \quad (2.9)$$

em que $R(r)$ representa a componente de $\Psi(r, \phi)$ que varia com o raio e $\Phi(\phi)$ a componente que varia com o ângulo. Temos então [43]:

$$\frac{d^2 R_\nu(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR_\nu(r)}{dr} + [k_0^2 n^2(r) - \beta^2 - \frac{\nu^2}{r^2}] R_\nu(r) = 0, \quad (2.10)$$

$$\frac{d^2 \Phi_\nu(\phi)}{d\phi^2} + \nu^2 \Phi_\nu(\phi) = 0. \quad (2.11)$$

em que ν é a chamada constante de separação, e é uma constante arbitrária.

Na Equação 2.11, verifica-se que o valor de ν deve ser inteiro positivo ou negativo, incluindo o zero, para que satisfaça corretamente as condições de contorno da fibra circular:

$$\nu = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.12)$$

Para um dado ν , a Equação 2.10 possui infinitas soluções, visto que $n(r)$ pode assumir infinitos valores para uma fibra de perfil gradual. Logo, deve-se utilizar algum método numérico para aproximar a solução dessa equação. Se fizermos a aproximação de que o índice de refração é constante no núcleo (o que é verdade para um índice de refração do tipo degrau), podemos dividir a solução de $R_\nu(r)$ em duas, uma para n_1 (o índice de refração do núcleo) e outra para n_2 (o índice de refração da casca). Isso corresponde a $\kappa^2 > 0$ e $\kappa^2 < 0$, em que

$$\kappa^2 \equiv k_0^2 n^2 - \beta^2. \quad (2.13)$$

No primeiro caso ($\kappa^2 > 0$), representando a solução no núcleo, tem-se a solução a partir da combinação das funções de Bessel de primeiro tipo $J_\nu(\kappa r)$ e segundo tipo $Y_\nu(\kappa r)$ [43]:

$$R_\nu(r) = AJ_\nu(\kappa r) + A'Y_\nu(\kappa r), \quad r < \rho \quad (2.14)$$

em que A e A' são constantes. Para $\kappa^2 < 0$, tem-se a solução para a casca, dada pelas funções de Bessel modificadas de primeiro tipo $K_\nu(|\kappa|r)$ e segundo tipo $I_\nu(|\kappa|r)$ [43]:

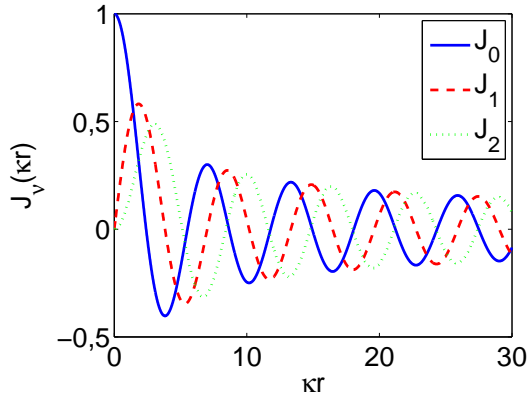
$$R_\nu(r) = CK_\nu(|\kappa|r) + C'I_\nu(|\kappa|r), \quad r > \rho \quad (2.15)$$

em que C e C' são constantes. Para que as soluções dos campos sejam fisicamente consistentes, devem-se descartar algumas soluções matemáticas. A Figura 2.6 mostra a envoltória das funções de Bessel mencionadas. Percebe-se que a função de Bessel de segundo tipo $Y_\nu(\kappa r)$ tende a menos infinito quando $r \rightarrow 0$, o que é fisicamente impossível para um campo na região do núcleo. Da mesma forma, a função de Bessel modificada de segundo tipo tende a infinito quando $r \rightarrow \infty$, o que é fisicamente impossível para um campo na casca. Assim, ambas as soluções devem ser descartadas. Logo, a solução se resume a [43]:

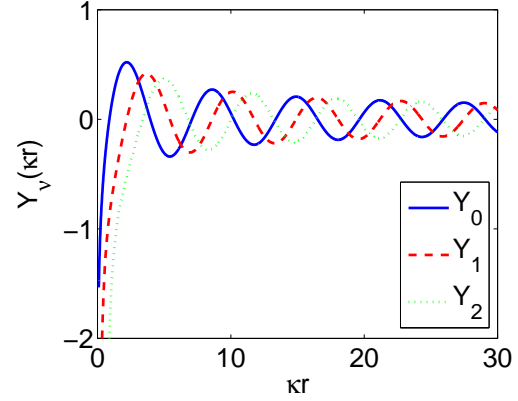
$$R_\nu(r) = \begin{cases} AJ_\nu(\kappa r), & \text{se } \kappa^2 > 0; \\ CK_\nu(|\kappa|r), & \text{se } \kappa^2 < 0. \end{cases} \quad (2.16)$$

A constante de propagação β para cada modo deve satisfazer a seguinte condição:

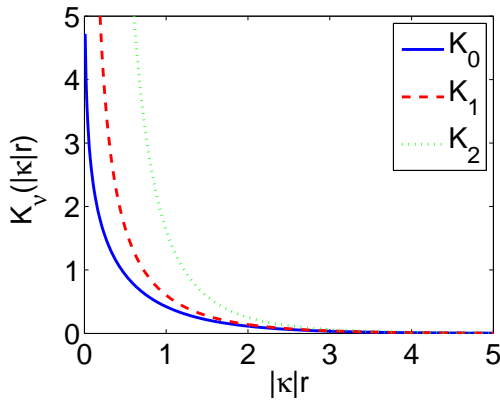
$$kn_2 < \beta < kn_1, \quad (2.17)$$



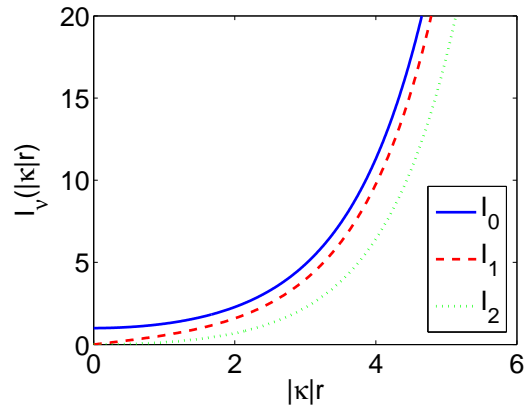
(a) Função de Bessel do primeiro tipo



(b) Função de Bessel do segundo tipo



(c) Função de Bessel modificada do primeiro tipo



(d) Função de Bessel modificada do segundo tipo

Figura 2.6: Funções de Bessel de primeiro tipo $J_\nu(\kappa r)$, segundo tipo $Y_\nu(\kappa r)$, primeiro tipo modificada $K_\nu(|\kappa|r)$ e segundo tipo modificada $I_\nu(|\kappa|r)$.

em que n_1 e n_2 são o máximo índice de refração do núcleo e o índice de refração da casca, respectivamente. A definição da Equação 2.17 ocorre devido à condição de $\kappa^2 > 0$ para o núcleo e $\kappa^2 < 0$ para a casca. Assim, é possível perceber que para que os modos possam ser guiados pela fibra, a seguinte condição deve ser atendida:

$$n_1 > n_2. \quad (2.18)$$

A solução da Equação 2.11 (equação harmônica) é definida a partir da escolha da base, gerando assim as seguintes possíveis soluções [43]:

$$\phi_\nu(\phi) = \begin{cases} e^{j\nu\phi} \\ \cos(\nu\phi) \\ \sin(\nu\phi) \end{cases} \quad (2.19)$$

Qualquer uma das funções acima representa uma solução em potencial. No caso

particular em que $\nu = 0$, a contribuição angular se reduz a 0 ou 1, de acordo com a função escolhida.

Unindo as soluções das Equações 2.10 e 2.11, a solução para os campos transversais para o núcleo na Equação 2.9, ou seja, $r < \rho$, são as seguintes:

$$\Phi(r, \phi) = AJ_\nu(\kappa r) \begin{cases} \text{sen}(\nu\phi) \\ \text{cos}(\nu\phi) \end{cases} \quad (2.20)$$

Para a casca, em que $r > \rho$, as soluções são:

$$\Phi(r, \phi) = CK_\nu(\gamma r) \begin{cases} \text{sen}(\nu\phi) \\ \text{cos}(\nu\phi) \end{cases} \quad (2.21)$$

em que:

$$\gamma^2 \equiv -\kappa^2 \equiv \beta^2 - k^2 n^2, \quad \kappa^2 < 0 \quad (2.22)$$

As soluções acima (Equações 2.16, 2.20 e 2.21) são válidas tanto para o cálculo do campo elétrico como para o do campo magnético. Aplicando as condições de contorno da Equação 2.8, é possível calcular as constantes A e C e as constantes de propagação dos modos. Neste último caso, diversas soluções podem aparecer dependendo do valor da frequência normalizada, descrita por:

$$V = 2\pi \frac{\rho}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (2.23)$$

Para comunicação multimodo, é necessário que $V > 2,405$ [42]. Por último, deve-se descartar as soluções para β que não satisfazem a Equação 2.17.

É possível agrupar os modos com constantes de propagação semelhantes nos chamados grupos modais, que são, para efeito de cálculos, como se fossem um só modo. Cada grupo modal é chamado de $LP_{\nu\mu}$, em que os índices ν e μ dependem de quais modos estão contidos no grupo modal. Por exemplo, o grupo LP_{13} contém os modos TE_{03} , TM_{03} e HE_{23} [43]. A Figura 2.7 ilustra alguns exemplos de campos elétricos de certos grupos modais.

De posse dos campos modais, é possível calcular os coeficientes de acoplamento de potência de cada modo com número azimutal l e número radial m . Considerando o sinal polarizado no eixo X, obtemos esses coeficientes integrando numericamente o campo elétrico (E_x) na área circular da fibra multimodo em relação ao campo emitido pela fonte [43]:

$$a_{lm} = \frac{\int_{A_\infty} E_s(r, \phi) E_{x,lm}(r, \phi) dA}{\int_{A_\infty} |E_t(r, \phi)|^2 dA}, \quad (2.24)$$

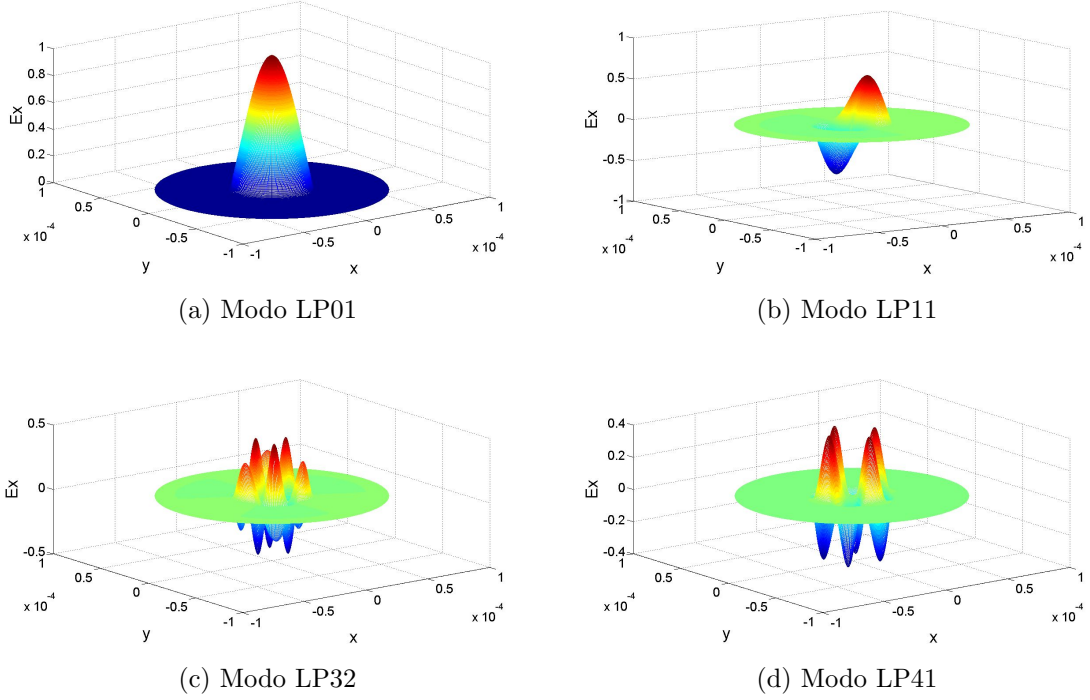


Figura 2.7: Exemplo de campos elétricos de alguns grupos modais.

em que E_s é o campo emitido pela fonte; $E_{x,lm}$ o campo elétrico do modo de número azimutal l , número radial m e na polarização X e E_t o campo transversal total guiado pela fibra multimodo. Assim, cada modo terá o seu respectivo coeficiente de acoplamento de potência a_{lm} . Utilizando a definição de grupos modais, o coeficiente de cada grupo é a soma dos coeficientes de todos os modos que o integram. Para satisfazer a condição de conservação de energia, é necessário que

$$\sum_{l=1}^{L_T} \sum_{m=1}^{M_T} a_{lm} = 1, \quad (2.25)$$

em que M_T é o número de modos radiais e L_T é o número de modos azimutais guiados.

Com este último resultado e com os valores das constantes de propagação, é possível então calcular a resposta ao impulso da fibra multimodo, o que discutiremos na próxima seção.

2.9 Resposta ao impulso modal

Antes de entrar em métodos matemáticos para calcular o atraso de grupo e a resposta ao impulso modal, é importante esclarecer alguns conceitos utilizados. As definições de atraso de grupo e de grupo modal se referem a coisas diferentes. O atraso de grupo não é exatamente o atraso de propagação de um dado grupo modal. Ele se refere ao atraso da energia de um pulso concentrada em seu centro de gravidade.

Inclusive, a definição de atraso de grupo não é exclusiva de comunicações ópticas. É apenas uma coincidência que a definição de atraso de grupo também se aplica ao atraso de propagação de um dado grupo modal, visto que todos os modos integrantes do mesmo grupo modal apresentam atrasos de propagação semelhantes.

O atraso de grupo por unidade de comprimento $\tau(\omega)$ é a variação da constante de propagação em relação à frequência angular ω ou, alternativamente, o inverso da velocidade de grupo $v(\omega)$:

$$\tau(\omega) = \frac{1}{v(\omega)} = \frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \text{ (ns/m)}. \quad (2.26)$$

Cada grupo modal g terá então seu atraso de grupo:

$$\tau_g(\omega) = \frac{d\beta_g(\omega)}{d\omega}, \quad g = 1, 2, \dots, M \quad (2.27)$$

em que M é o número total de grupos modais guiados pela fibra e β_g é a constante de propagação escolhida para o grupo modal g . Cada grupo modal se propaga pela fibra óptica e atinge o final desta depois de um tempo t_g . Esse tempo de propagação depende do atraso de grupo, de modo que $\tau_g = t_g \forall g$ para uma fibra de comprimento unitário. Considerando apenas o atraso de propagação como efeito sobre um grupo modal se propagando por uma fibra de comprimento z , a contribuição de cada grupo modal para a resposta ao impulso total da fibra é

$$h_g(z, t, \omega) = \delta[t - z\tau_g(\omega)]. \quad (2.28)$$

Desconsiderando a presença de distorções como a dispersão cromática e a atenuação, o pulso entregue ao final da fibra por cada grupo modal é o mesmo pulso no início da fibra, mas atrasado de $z\tau_g(\omega)$ segundos. Concluímos que a resposta ao impulso da fibra, considerando a contribuição de todos os grupos modais, é

$$h(z, t, \omega) = \sum_{g=1}^M a_g \delta[t - z\tau_g(\omega)], \quad (2.29)$$

em que a_g é o coeficiente de acoplamento de potência do grupo modal g .

A Figura 2.8 apresenta um exemplo de resposta ao impulso modal. Todos os grupos modais são transmitidos simultaneamente na entrada da fibra. A energia que cada grupo transporta varia de acordo com o seu coeficiente de acoplamento de potência a_g . Cada grupo entrega uma cópia do pulso original na saída da fibra. Porém, os atrasos de propagação são diferentes para cada grupo modal, de acordo com seu atraso de grupo. O pulso total recebido será então uma soma de cópias do pulso original, cada uma com uma amplitude diferente. Assim, o pulso recebido pode chegar alargado ou ainda, se as

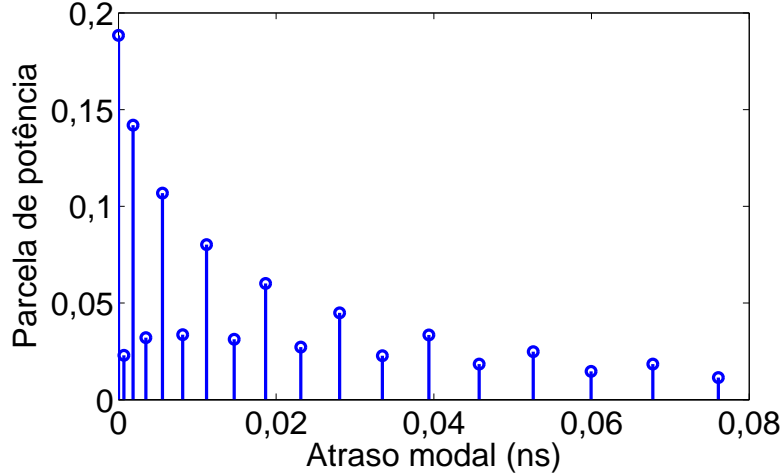


Figura 2.8: Exemplo de resposta ao impulso modal.

diferenças entre os atrasos de grupo dos grupos modais forem suficientemente grandes, “quebrado” em versões menores.

2.9.1 Atraso modal diferencial

Um parâmetro fundamental utilizado para indicar a intensidade da dispersão modal apresentada por uma fibra (ou, alternativamente, a eficiência de equalização dos atrasos de grupo modais) é o atraso modal diferencial (*differential mode delay* - DMD) da fibra multimodo. Por exemplo, um valor típico para o DMD em comprimentos de onda de 1550 nm e 1310 nm é de 2 ns/km, enquanto que, para 850 nm, um valor comum é de 4 ns/km [28]. Logo, é óbvio concluir que transmissões neste último comprimento de onda sofrem um maior impacto da dispersão modal.

Segundo Botacchi, na Referência [43], o DMD considera um lançamento superpreenchido (*over-filled launch* - OFL), em que todos os modos suportados pela fibra recebem a mesma intensidade de potência da fonte. Outra consideração feita é a de que toda energia lançada na entrada da fibra é transmitida, de modo que não haja energia perdida. Com isso, a definição do DMD parte da determinação do atraso de grupo médio como:

$$\langle \tau(\lambda) \rangle = \sum_{g=1}^M a_g \tau_g(\lambda). \quad (2.30)$$

A Figura 2.9 ilustra um exemplo do atraso de grupo médio $\langle \tau(\lambda) \rangle$ obtido pela média ponderada dos atrasos de grupo $\tau_g(\lambda)$. Pode-se perceber que o atraso de grupo médio $\langle \tau(\lambda) \rangle$ representa o centro de gravidade do pulso de saída da fibra. Assim, definimos o atraso de grupo centralizado subtraindo o valor médio $\langle \tau(\lambda) \rangle$ do conjunto de atrasos de grupo original $\tau(\lambda)$:

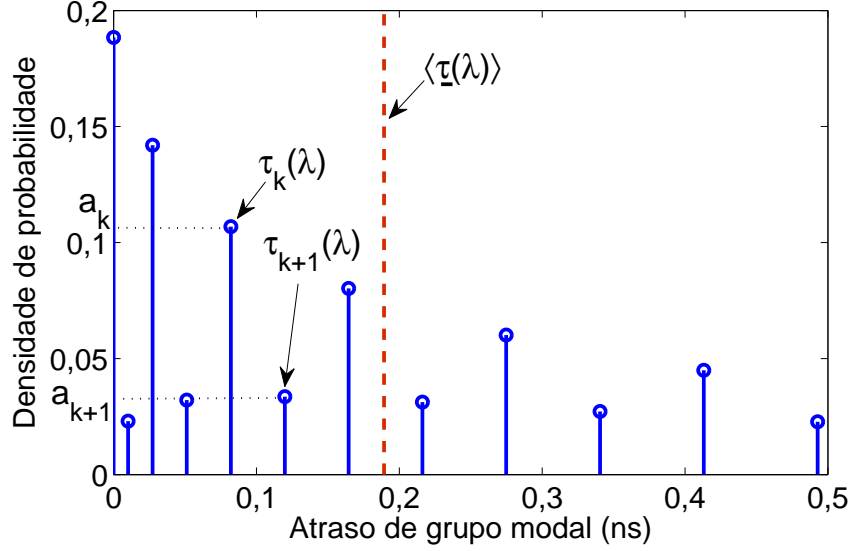


Figura 2.9: Função densidade de probabilidade do atraso de grupo.

$$\tau^*(\lambda) = \tau(\lambda) - \langle \tau(\lambda) \rangle. \quad (2.31)$$

Das Equações 2.30 e 2.31, temos que o valor médio do atraso de grupo centralizado é:

$$\langle \tau^*(\lambda) \rangle = \sum_{g=1}^M a_g [\tau_g(\lambda) - \langle \tau(\lambda) \rangle] = 0. \quad (2.32)$$

A variância do conjunto de atrasos de grupo original e do atraso centralizado são obviamente a mesma. Da Equação 2.31 vemos que

$$\sigma_\tau^2 = \sigma_{\tau^*}^2 = \sum_{g=1}^M a_g [\tau_g(\lambda) - \langle \tau(\lambda) \rangle]^2. \quad (2.33)$$

A partir da Equação 2.33, definimos o atraso modal diferencial como o desvio padrão $\sigma_m(\lambda)$ do conjunto de atrasos de grupo modais. De acordo com a unidade de medida do atraso de grupo $\tau(\lambda)$, o DMD toma o significado do atraso normalizado por unidade de tempo. Assim:

$$DMD(\lambda) = \sigma_m(\lambda) = \sqrt{\sum_{g=1}^M a_g [\tau_g(\lambda) - \langle \tau(\lambda) \rangle]^2}. \quad (2.34)$$

É possível perceber da Equação 2.34 que o atraso modal diferencial aumenta linearmente com a distância de transmissão (já que a diferença $\tau_g(\lambda) - \langle \tau(\lambda) \rangle$ também aumenta linearmente). Isso sugere que as medidas dessa grandeza devem ser normalizadas pelo comprimento do canal. O mais comum é normalizá-las para um metro de

fibra e utilizar os atrasos de grupo com unidade em picossegundos. Logo, os valores típicos do DMD são expressos em ps/m.

2.10 Modelos de derivação da resposta ao impulso da fibra multimodo

A principal dificuldade em se utilizar fibras multimodo é a presença de dispersão modal, causada pela existência de múltiplos modos ópticos que se propagam com diferentes velocidades de grupo. Isso pode ocasionar uma interferência intersimbólica severa mesmo para transmissões de curta distância. Existe a necessidade de se obter um melhor entendimento das propriedades da fibra multimodo para satisfazer os requisitos de desempenho dos futuros sistemas de comunicação. Assim, um modelo preciso para a simulação da resposta ao impulso da fibra multimodo é fundamental para qualquer análise numérica.

Os modelos de derivação geralmente são de três tipos: numérico, estatístico ou determinístico. Os modelos numéricos geralmente são os mais precisos, mas necessitam de softwares de relativa complexidade e que podem levar um tempo significativo para efetuar o cálculo de uma resposta ao impulso. Já os modelos estatísticos são mais simples e rápidos mas podem levar a resultados não realistas caso não haja o cuidado de repetir as simulações algumas vezes para que os resultados convirjam. Por último, modelos determinísticos são os mais rápidos e simples de implementar. Contudo, é importante mencionar que pequenas imperfeições no perfil de índice de refração da fibra podem causar variações significativas na sua função de transferência. Logo, modelos determinísticos podem não ser suficientes para refletir todas as situações práticas, visto que eles ignoram as variações estatísticas no índice de refração presente nas fibras reais.

Nesta seção, nós revisamos e comparamos três modelos de simulação da resposta ao impulso da fibra multimodo que foram selecionados por sua simplicidade. Deste modo, evita-se o uso de métodos numéricos (os chamados *mode solvers*) para calcular as soluções da equação da onda, reduzindo o tempo e a complexidade das simulações. As próximas seções descrevem os três modelos considerados por este trabalho. O modelo determinístico, descrito em [44], propõe uma derivação analítica para os coeficientes de acoplamento de potência para condições arbitrárias de lançamento do feixe óptico sobre a fibra multimodo. O modelo de Cambridge 108 *Fiber*, proposto em [45], calcula os atrasos modais e os coeficientes de acoplamento de potência utilizando simulações numéricas. Esta abordagem considera imperfeições no perfil do índice de refração encontradas em fibras reais. O modelo estatístico [28] assume uma potência uniforme para os modos de propagação da luz e calcula os atrasos modais segundo a realização de uma variável aleatória de distribuição uniforme. A última parte desta seção analisa cada modelo e discute a viabilidade de cada um.

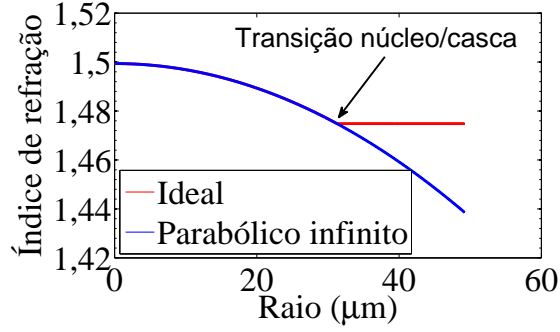


Figura 2.10: Perfis de índice de refração parabólico infinito e ideal.

2.10.1 Modelo determinístico

Primeiramente, este modelo considera que o índice de refração da fibra multimodo é modelado por um perfil parabólico infinito, descrito por:

$$n(R) = n_1 (1 - \Delta R^2), \quad (2.35)$$

em que n_1 é o máximo índice de refração do núcleo. A Figura 2.10 exemplifica o perfil parabólico infinito. É possível perceber que para esse perfil o índice de refração decai continuamente, mesmo na região da casca, ao contrário do que acontece com o perfil ideal, que é constante na casca.

O raio normalizado R é definido por $R = r/\rho$, em que ρ é o raio do núcleo. O parâmetro Δ é dado por $\Delta = (n_1^2 - n_2^2) / (2n_1^2)$, em que n_2 é o índice de refração da casca em $R = 1$. Para os cálculos, assume-se uma onda fracamente guiada ($n_2 \approx n_1$). Dessa forma, $\Delta \equiv (n_1 - n_2) / n_1$.

O feixe óptico, que consideramos possuir distribuição Gaussiana, foi lançado em uma posição com deslocamento radial do centro da fibra. A amplitude do campo de um feixe Gaussiano com *spot size* ρ_s e lançado com um deslocamento em $x = a$ pode ser escrita como:

$$E_s = C \exp \left[-\frac{((x - a) + y^2)}{2\rho_s^2} \right], \quad (2.36)$$

em que C é uma constante de normalização.

Calculamos a constante de propagação escalar (β_{lm}) de cada modo com número de modo azimutal l e número de modo radial m , conforme demonstrado pela Referência [44], por:

$$\beta_{lm} = \frac{V}{\rho(2\Delta)^{1/2}} \left[1 - \frac{4\Delta}{V}(2m + l - 1) \right]^{1/2}. \quad (2.37)$$

Conforme mencionado na Seção 2.8, os grupos modais são comumente chamados de modos LP_{lm} . Modos que possuem o mesmo valor de $2m + l$ são caracterizados pela mesma constante de propagação β_{lm} e compartilham a mesma ordem de grupo modal. Modos que não satisfazem a condição $n_2k \leq \beta_{lm} < n_1k$, em que k é a constante de propagação no vácuo, são rejeitados.

Transmite-se a potência de um modo por um guia de onda óptico com uma velocidade de grupo v_{lm} , definida por

$$v_{lm} = \frac{d\omega}{d\beta_{lm}}, \quad (2.38)$$

em que ω é a frequência angular. O atraso de grupo τ_{lm} para um guia de onda de comprimento z pode ser escrito como

$$\tau_{lm} = \frac{z}{v_{lm}} = z \frac{d\beta_{lm}}{d\omega}. \quad (2.39)$$

Obtivemos os coeficientes de acoplamento de potência normalizados de cada modo, a_{lm} , de modo análogo ao que é feito na Referência [44], pela expressão:

$$\begin{aligned} a_{lm} &= \frac{8A^{2l}}{\Omega^{4l+2}} \left(\frac{V^{l+1}\Gamma(m)}{(\delta_{0l} + 1)\Gamma(l+m)} \right) \left(\frac{1}{\Omega^2} - V \right)^{2m-2} \left(\frac{1}{\Omega^2} + V \right)^{-2l-2m} \\ &\times \exp \left[- \left(\frac{A^2V}{1 + V\Omega^2} \right) \right] \left[L_{m-1}^l \left(\frac{V(A\Omega^{-2})^2}{\Omega^{-4} - V^2} \right) \right]^2, \end{aligned} \quad (2.40)$$

em que $\Omega = \rho_s/\rho$ é o *spot size* normalizado, $\Gamma(m)$ é a função gamma e L_{m-1}^l é o polinomial de Laguerre generalizado, cuja definição se encontra na Referência [46].

Um grande número de modos ópticos pode se propagar simultaneamente em velocidades diferentes por um enlace de MMF. Na extremidade de saída do enlace, um pulso óptico de entrada irá se fragmentar em uma série de pulsos ópticos de diferentes potências e atrasos de propagação, dependendo das propriedades do enlace e das condições de lançamento do feixe óptico na fibra. Nestas condições, a partir das Equações 2.39 e 2.40, obtivemos a resposta ao impulso do modelo determinístico de acordo com

$$h(t) = \sum_{l=1}^{L_T} \sum_{m=1}^{M_T} a_{lm} \delta(t - \tau_{lm}), \quad (2.41)$$

em que δ é a função delta de Dirac, M_T é o número de modos radiais e L_T é o número de modos azimutais guiados.

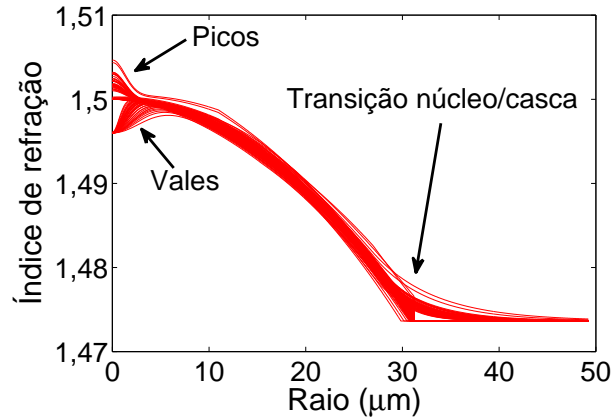


Figura 2.11: Perfis de índice de refração do modelo de Cambridge.

2.10.2 Modelo de Cambridge

Nesta abordagem, um modelo estatístico foi adotado com o intuito de produzir respostas ao impulso de enlaces de fibra multimodo de pior caso. As perturbações presentes nas fibras modeladas procuram reproduzir as imperfeições observadas em fibras reais. A seguir, descreveremos como este modelo calcula os índices de refração das fibras e seus respectivos atrasos modais e coeficientes de acoplamento de potência.

A *Release 1.2* [45] deste modelo trata exclusivamente de fibras multimodo de diâmetro igual a $62,5 \mu\text{m}$ e operando no comprimento de onda de 1300 nm . Definiu-se um perfil de índice de refração próximo do ideal da seguinte forma: (i) parâmetro $\alpha = 1,97$; (ii) raio do núcleo $\rho = 31,25 \mu\text{m}$; (iii) índice de refração máximo do núcleo $n_1 = 1,5$; (iv) índice de refração da casca $n_2 = 1,474$, o que é equivalente a uma abertura numérica $\text{NA} = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} = 0,28$.

O modelo considera cinco tipos de perturbações no perfil de índice de refração. Três dos cinco tipos de perturbações, que são detalhados a seguir, são associados cada um com três valores possíveis. As duas perturbações remanescentes são cada uma associada a dois tipos de valores, que determinam se a perturbação é aplicada ou não aplicada. Isso leva a $3^3 \times 2^2 = 108$ perfis distintos de índice de refração para a modelagem subsequente. A Figura 2.11 mostra os perfis de índice de refração de todas as 108 fibras. A seguir, descrevemos cada uma das perturbações modeladas:

1. **Desvio do parâmetro α do valor próximo ao ideal na região *interna* do núcleo da fibra**

Além do seu valor próximo ao ideal de $1,97$, o parâmetro α , para a região interna do núcleo da fibra ($0 \leq r \leq \rho/2$), pode assumir os valores $1,89$ e $2,05$. Esses valores alternativos foram escolhidos pois resultam em um OFLBWL (*overfilled-*

launch bandwidth-length product) próximo ao da especificação ISO/IEC 11801 de 500 MHz×km para um comprimento de onda de 1300 nm.

2. Desvio do parâmetro α do valor próximo ao ideal na região *externa* do núcleo da fibra

Além do seu valor próximo ao ideal de 1,97, o parâmetro α , para a região externa do núcleo da fibra ($\rho/2 \leq r \leq \rho$), pode assumir os valores 1,89 e 2,05, da mesma forma que na perturbação anterior.

3. Pico ou vale localizado no eixo da fibra

Um pico ou vale localizado no eixo da fibra ($r = 0$) é modelado por uma função Gaussiana que é adicionada ao perfil de índice de refração. O vale ou pico possui uma largura total em metade do máximo (FWHM - *full width at half maximum*) igual a 3 μm e é modelado por: $n(r) = A \exp(-r^2/\zeta^2)$, em que $\zeta = FWHM / [2\sqrt{\log_e 2}]$ e a amplitude da perturbação $A = -0,004$ (vale), $A = 0$ (sem perturbação) ou $A = 0,002$ (pico).

4. Transição imperfeita do núcleo da fibra para a casca

O modelo considera um tipo de transição na interface entre núcleo e casca em adição à ideal: decaimento exponencial, em que para $r > r_0 = 28 \mu\text{m}$: $n(r) = (n_0 - n_2) \exp[-\xi(r - r_0)] + n_2$, em que n_0 é o índice de refração em $r = r_0$ antes da perturbação ser aplicada. A constante de decaimento $\xi = 3,0457 \times 10^5 \text{ m}^{-1}$.

5. Perturbação Kink

Esta perturbação representa uma alteração (*kink*) no índice de refração medida em relação ao centro da fibra. O formato da perturbação e a sua respectiva posição são documentados na Referência [45].

Os 108 perfis de índice de refração gerados são então aplicados separadamente a um software que resolve a equação de onda escalar. O software determina quais modos guiados linearmente polarizados (LP - *linearly-polarized*) são suportados pela fibra no dado comprimento de onda. Associa-se cada modo LP guiado a: (i) um número de ordem azimutal $l \geq 0$; (ii) um número de ordem radial $m \geq 1$; (iii) uma ordem de grupo modal $g = 2m + l + 1 \geq 3$. O software também calcula: (i) a distribuição do campo elétrico $E_{lm}(r, \phi)$ e (ii) o atraso de propagação τ_{lm} de cada modo LP suportado pela fibra. O modelo ignora todos os modos para os quais $g > 20$. Isso é equivalente a uma atenuação seletiva em modo (MDL - *mode-dependent loss*) de 0 dB para modos com $g \leq 20$ e uma MDL infinita para todos os outros grupos modais.

Neste ponto, associa-se cada modo LP guiado a um único atraso de propagação τ_{lm} . Em geral, esse atraso de propagação varia entre cada grupo modal e dentro de cada grupo modal. Por simplicidade, o atraso de propagação τ_{lm} de cada modo guiado é substituído pela média aritmética τ_g dos atrasos de propagação do grupo modal g a que o modo guiado pertence. Os valores de τ_g formam os valores dos atrasos modais apresentados nos arquivos de resposta ao impulso, disponíveis em [45].

O modelo considera o feixe óptico incidente na fibra como tendo distribuição Gaussiana, cuja distribuição do campo elétrico $E_s(r, \phi)$ possui FWHM = 7 μm . Para deslocamentos radiais desse feixe óptico de 0 μm a 30 μm do centro da fibra, em incrementos de 1 μm , $E_s(r, \phi)$ é sobreposto a $E_{lm}(r, \phi)$, de acordo com a Equação 2.24. Isso gera um coeficiente de acoplamento de potência a_{lm} para cada modo guiado. Faz-se uma média dos coeficientes de acoplamento de potência a_{lm} de cada grupo modal, de modo que o coeficiente de acoplamento de potência a_{lm} de cada modo guiado é substituído pela média aritmética P_g dos coeficientes do grupo modal g a que o modo guiado pertence. Isso é feito de modo a modelar o efeito de mistura de modos (*mode-mixing*) completa dentro de cada grupo modal. A mistura de modos entre grupos modais não é modelada neste trabalho.

Os valores dos coeficientes de acoplamento de potência presentes nos arquivos de resposta ao impulso, vistos na Referência [45], são obtidos por $a_g = N_g P_g$, em que N_g é o número de modos guiados no grupo modal g . Assim, embora tenha sido feita uma média dos coeficientes de acoplamento de potência de cada grupo modal g , a multiplicidade dos modos dentro de cada grupo modal é mantida, ou seja, a contribuição de cada grupo modal g é ponderada pelo número de modos N_g dentro desse grupo.

Os valores dos atrasos de cada modo e dos coeficientes de acoplamento de potência são tabelados na Referência [45], para cada uma das 108 fibras. A partir desses valores, calculamos a resposta ao impulso para cada uma das fibras descritas por este modelo de acordo com

$$h(t) = \sum_{g=1}^G a_g \delta(t - \tau_g), \quad (2.42)$$

em que G é o número de grupos modais.

2.10.3 Modelo estatístico

O modelo estatístico, proposto pela Referência [28], gera aleatoriamente respostas ao impulso de pior caso. Logo, o objetivo deste modelo é simular as piores fibras que podem ser encontradas na prática. Para garantir que respostas ao impulso de pior caso

sejam construídas estatisticamente, o modelo se baseia nas seguintes condições:

1. Distribuição Gaussiana para a amplitude do campo elétrico do feixe óptico. Constantemente, assume-se que o pulso óptico possui forma Gaussiana, cuja largura aumenta com a distância de transmissão devido à dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD).
2. Potência uniforme dos modos ópticos. Isso é feito para garantir que enlaces ópticos de pior caso sejam simulados, visto que a resposta em frequência decai mais rapidamente quando a potência de todos os modos é idêntica [28].
3. Distribuição uniforme para os atrasos modais. Geralmente, os atrasos modais são determinados por perfis de índice de refração, deslocamentos entre os componentes ópticos, comprimentos de onda e condições de lançamento. Se o número de modos ópticos é suficientemente grande, os atrasos modais podem ser considerados como variáveis aleatórias independentes com distribuição uniforme, média $\langle \tau \rangle$ e um máximo desvio da média igual ao atraso modal diferencial (*differential mode delay* - DMD) de pior caso [28]. A função densidade de probabilidade do atraso modal τ_g pode ser escrita como

$$f(\tau_g) = \begin{cases} \frac{1}{T_{DMD}}, & \text{se } |\tau_g - \langle \tau \rangle| \leq \frac{T_{DMD}}{2}; \\ 0, & \text{senão} \end{cases} \quad (2.43)$$

em que T_{DMD} é o atraso modal diferencial de pior caso. Como 5% das fibras multimodo em uso, operando no comprimento de onda de 1300 nm e acima, possuem DMD > 2 ps/m [47], utilizar $T_{DMD} = 2$ ps/m permite a simulação de respostas ao impulso que representam as 5% piores fibras já instaladas. Utilizando $T_{DMD} = 4$ ps/m, é possível modelar enlaces operando no comprimento de onda de 850 nm.

A satisfação de todos os requisitos mencionados acima resulta na construção bem sucedida de respostas ao impulso de pior caso. Deve-se enfatizar que o propósito de desenvolver essa abordagem de construção é modelar as propriedades estatísticas de enlaces MMF de pior caso, ao invés das características de um enlace específico.

Considerando distribuição uniforme de potência, calculamos os coeficientes de acoplamento de potência por

$$a_g = \frac{1}{G}, \quad (2.44)$$

em que G é o número total de modos simulados por fibra. O número de modos ópticos excitados pode variar entre 0 e 150 [48] e, portanto, considerar 80 modos ópticos excitados ($G = 80$) cobre uma grande variedade de casos práticos, incluindo a transmissão

nos comprimentos de onda de 1300 a 1550 nm e o uso de lasers como DFB (*distributed feedback*) e VCSEL. É importante destacar que essa abordagem é válida para modelar qualquer tipo de laser modulado diretamente, visto que o tipo do laser somente irá afetar o número de modos ópticos excitados e as suas distribuições de potência, sendo ambos os casos já cobertos por este modelo.

A partir das Equações 2.43 e 2.44, obtemos a resposta ao impulso do enlace por

$$h(t) = \sum_{g=1}^G a\delta(t - \tau_g), \quad (2.45)$$

em que a é o coeficiente de acoplamento de potência¹ e τ_g o atraso modal do modo g .

2.10.4 Análise dos modelos

Nós desejamos avaliar três modelos de simulação para descobrir se eles são opções pessimistas ou otimistas. Escolhemos a banda de 3 dB para caracterizar as respostas ao impulso. Para o modelo estatístico, consideramos 80 modos ópticos excitados e 200 respostas ao impulso. Todas as simulações foram feitas considerando um comprimento de fibra de 300 m, operação no comprimento de onda de 1300 nm e um diâmetro de fibra de 62,5 μm . Esses parâmetros foram escolhidos visto que são fixos para o modelo de Cambridge. Modelamos o feixe óptico lançado na fibra por uma distribuição Gaussiana com largura total em metade do máximo (*full width at half maximum* - FWHM) igual a 7 μm .

A Figura 2.12a mostra as funções de distribuição cumulativa (*cumulative distribution functions* - CDF) da banda de 3 dB para os três modelos considerados neste trabalho para um deslocamento de lançamento do feixe óptico de 17 μm . É possível notar que o modelo determinístico possui a maior banda de 3 dB para a maioria dos casos, indicando que esse modelo pode ser muito otimista. Por conseguinte, deve-se ter cautela ao usar esse modelo pois ele pode subestimar as distorções causadas por um canal óptico real. Uma opção para compensar este problema é diminuir a banda de 3 dB da resposta em frequência para um caso mais realista, como a especificação ISO/IEC 11801 de produto banda por comprimento de fibra sob lançamento superpreenchido (*over-filled launch* - OFL) de 500 MHz \times km em 1300 nm.

Pode-se perceber que as bandas de 3 dB para as fibras do modelo de Cambridge parecem estar entre as dos outros dois modelos. Existe uma variação bastante significativa nas bandas das 108 fibras deste modelo. Esta variação é ocasionada pelas imperfeições

¹Nesse caso, como o coeficiente de acoplamento de potência é o mesmo para todos os modos, fizemos $a_g = a$.

que podem ou não ser aplicadas ao perfil de índice de refração em cada caso. Quando utilizar este modelo em simulações numéricas de sistemas de comunicação, pode ser necessário simular todas as 108 fibras de modo a reduzir a probabilidade de as distorções causadas pelo canal sejam subestimadas ou superestimadas.

O modelo estatístico aparenta ser o modelo mais pessimista de todos os três, como se pode ver nas Figuras 2.12a, 2.12c e 2.12e. Essa abordagem fornece a menor banda em praticamente todos os casos, sendo em todos ele menor do que a especificação de 500 MHz×km. Contudo, a variação de banda não é tão grande como no modelo de Cambridge. Isso sugere que qualquer sistema de comunicação desenvolvido para funcionar com as fibras simuladas pelo modelo estatístico possui uma alta probabilidade de funcionar com qualquer fibra real que se pode encontrar na prática.

A Figura 2.12b mostra as respostas em frequência do modelo determinístico, das 108 fibras do modelo de Cambridge e 200 fibras simuladas pelo modelo estatístico. Esta figura confirma que o modelo determinístico parece otimista, o modelo estatístico aparenta ser pessimista e o modelo de Cambridge está em algum lugar entre as outras duas abordagens. Por consequência, mantemos os argumentos expostos acima. As Figuras 2.12c, 2.12d, 2.12e e 2.12f mostram a CDF e as respostas em frequência para deslocamentos de lançamento de 20 e 23 μm , respectivamente. É possível notar que a banda do modelo determinístico decai mais do que a dos outros modelos. Assim, para grandes deslocamentos de lançamento, a banda do modelo determinístico se torna próxima às dos outros modelos. A banda do modelo estatístico não é afetada por diferentes condições de lançamento por já ser o pior caso por natureza.

É importante notar que os modelos não consideram outros efeitos além da dispersão intermodal da fibra multimodo. Em particular, a dispersão intramodal (cromática) não é incluída; nem os são os efeitos de filtragem associados quer com o transmissor ou com o receptor no enlace. Não consideramos também o efeito de acoplamento modal, em que há transferência de energia de um modo a outro. Na prática, essa simplificação não causa prejuízo para a validade das simulações, visto que confirmou experimentalmente que o impacto desses efeitos no desempenho da transmissão de um sinal em enlaces MMF é desprezível [49].

Por fim, nós recomendamos o uso do modelo de Cambridge quando possível, visto que ele utiliza perfis de índice de refração de fibras reais e um método numérico bem conhecido (o *mode solver*) para calcular os coeficientes de acoplamento de potência e os atrasos modais. Para tanto, o projetista de sistema deve assegurar o correto desempenho desse sistema para todas as 108 fibras.

Como o modelo de Cambridge não pode ser utilizado em todos os casos (por ser restrito ao comprimento de onda de 1300 nm), nós recomendamos nesses casos o uso

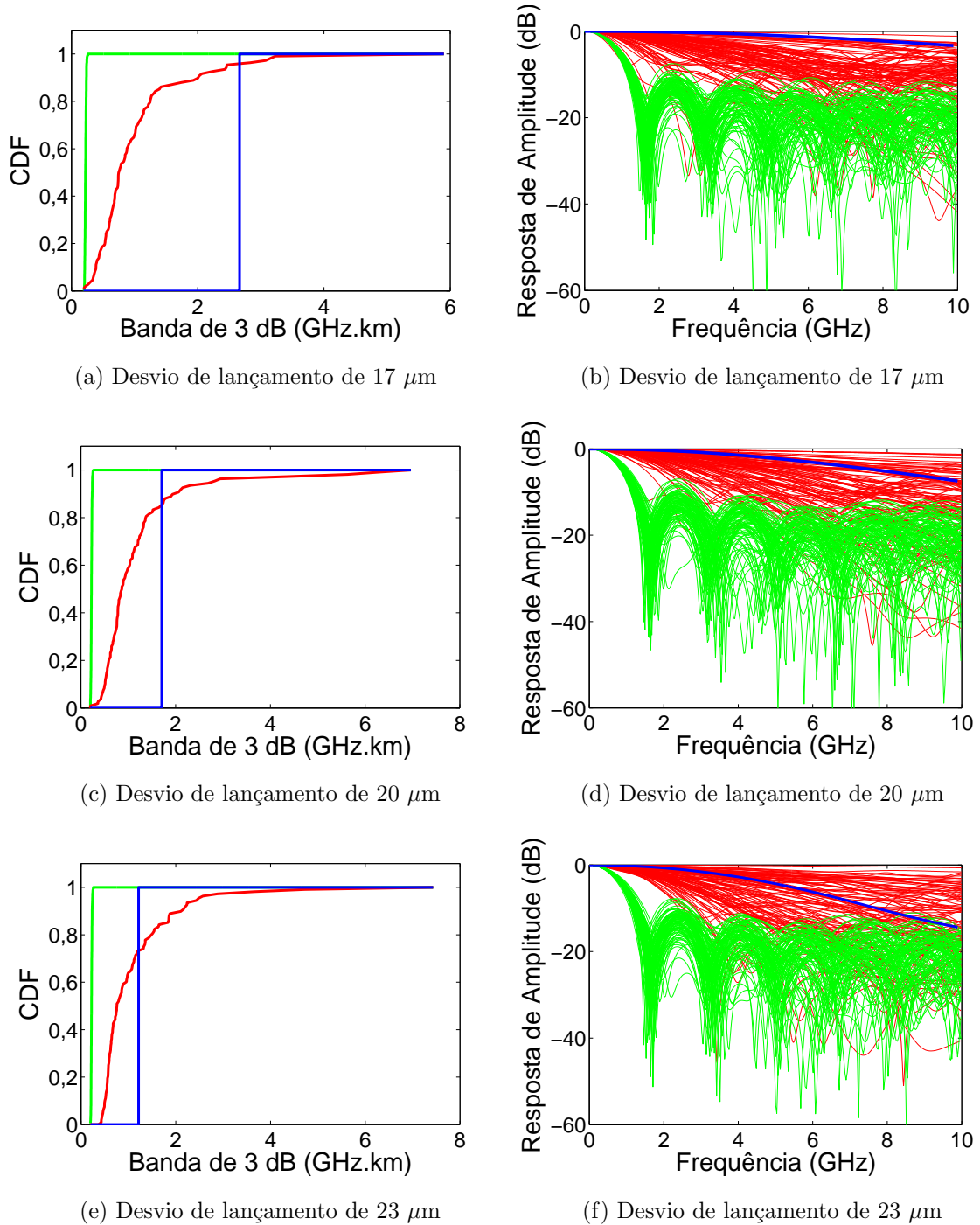


Figura 2.12: Na esquerda: funções de distribuição cumulativas das bandas de 3 dB do modelo determinístico (azul), das 108 fibras do modelo de Cambridge (vermelho) e de 200 fibras do modelo estatístico (verde). Na direita: respostas em frequência dos três modelos.

do modelo estatístico como uma abordagem mais conservadora. Assim, garante-se que o sistema funcionará corretamente sobre as piores fibras que podem ser encontradas na prática. Nós acreditamos que a melhor forma de se utilizar esse modelo é ajustar o valor do parâmetro T_{DMD} para o valor do padrão da fibra que será utilizada na prática. Por exemplo, fibras do tipo OM3 possuem um T_{DMD} aproximado de 0,33 ps/m [50],

logo, se o desejo do projetista de sistema for que esse sistema funcione para fibras OM3 ou melhores, ele deve utilizar o valor mencionado para o T_{DMD} .

Por último, nós não recomendamos o uso do modelo determinístico, visto que, por ele ser um modelo otimista, pode fazer com que o sistema de comunicação não funcione em casos práticos. Trabalhos futuros sobre os modelos considerados neste capítulo podem incluir análises para diferentes comprimentos de onda e deslocamentos de lançamento.

Capítulo 3 Sistemas Ópticos Digitais de Curta Distância

3.1 Introdução

Com o avanço de capacidade nos enlaces do núcleo da Internet, os gargalos de velocidade vêm migrando gradativamente para as bordas da rede. Com esse fenômeno, uma parcela cada vez maior desta parte da rede tem recebido equipamentos ópticos para aliviar os déficits de banda. Paralelamente, as redes de armazenamento (*storage area network* - SAN), as redes locais (*local area networks* - LAN) e as redes de data centers também têm evoluído significativamente. Todos esses ambientes têm em comum o fato de serem consideradas redes de curta distância e possuem cada vez mais conexões ópticas em substituição às elétricas. Em especial, as interconexões ópticas, utilizadas em data centers e computadores de alto desempenho, têm recebido muita atenção, visto que uma parcela significativa do tráfego de internet já passa por esses sistemas [2].

Este capítulo traz alguns conceitos básicos sobre sistemas ópticos de curto alcance, incluindo seções sobre o transmissor, o receptor e os processos de sincronização e equalização que normalmente são utilizados por esses sistemas.

3.2 Formatos de modulação

O primeiro passo no desenvolvimento de um sistema de comunicação óptico é decidir como converter o sinal elétrico em um fluxo de dados óptico. Normalmente, modula-se a saída da fonte óptica - que pode ser um laser, por exemplo - diretamente com a amplitude do sinal binário elétrico ou utilizando um modulador externo. Nos sistemas de curto alcance atuais, a primeira opção é a mais comum, embora o uso de moduladores externos venha se tornando cada dia mais necessário. Isso porque a modulação direta é mais simples e barata, pois dispensa o uso do modulador. A desvantagem é que isso causa um *chirp* no sinal transmitido, tornando-o mais suscetível a efeitos de dispersão cromática.

No caso da transmissão de um sinal binário, existem duas possibilidades para o formato do sinal óptico de saída: o formato retorna a zero (*return-to-zero* - NRZ) e o não retorna a zero (*nonreturn-to-zero* - NRZ). No formato RZ, conforme mostra a Figura 3.1b, cada pulso óptico representando um bit 1 é menor que o tempo de bit, pois sua amplitude retorna a zero antes do final da duração total do bit. Já no formato NRZ, representado na Figura 3.1a, o pulso óptico representando o bit 1 se mantém em seu valor máximo por toda a duração do bit e não retorna a zero entre dois ou

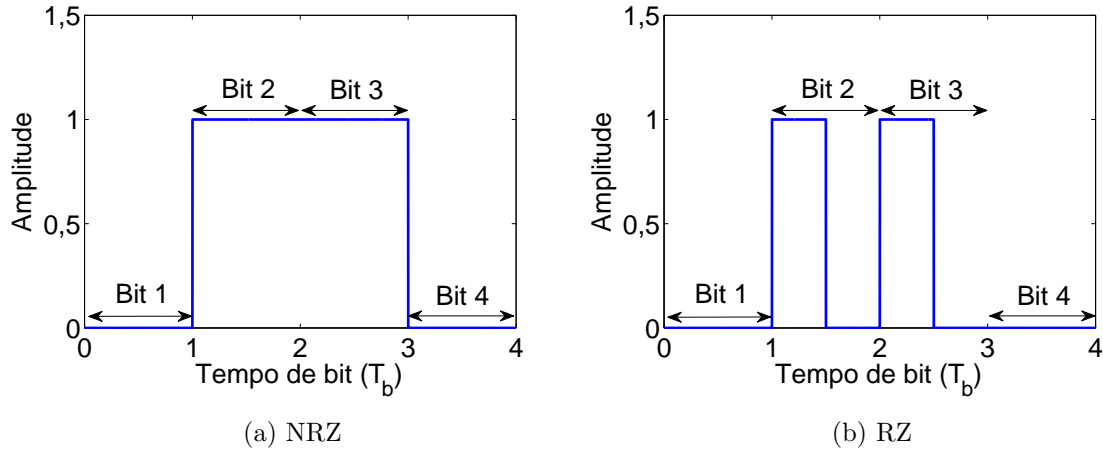


Figura 3.1: Sequência binária 0110 para formas de onda (a) NRZ e (b) RZ.

mais bits 1 consecutivos. Logo, a largura do bit irá depender do formato escolhido, visto que no RZ o pulso deve ser mais rápido. Uma vantagem do formato NRZ é que a banda associada ao fluxo de bits é menor que a requerida pelo formato RZ por um fator por volta de 2, simplesmente porque as transições de amplitude ocorrem com menor frequência. Por conta disso, o formato mais utilizado é o NRZ.

Uma escolha importante é em qual parâmetro da portadora óptica colocar os dados. O vetor campo elétrico $E(t)$ da portadora óptica antes da modulação tem a forma

$$E(t) = \hat{e}A(t)\cos[\omega(t)t + \phi(t)], \quad (3.1)$$

em que \hat{e} é o vetor unitário de polarização e A , ω_o e ϕ são respectivamente a amplitude, a frequência angular e a fase da portadora. Quaisquer desses argumentos podem conter os dados a serem transmitidos. Por exemplo, se o sinal for analógico, modular a informação na amplitude, frequência ou fase da portadora cria sinais com modulação de amplitude (*amplitude modulation* - AM), de frequência (*frequency modulation* - FM) e de fase (*phase modulation* - PM), respectivamente. Já para sinais digitais, a veiculação dos dados nessas mesmas grandezas dá como resultado sinais com chaveamento por desvio de amplitude (*amplitude shift keying* - ASK), de frequência (*frequency shift keying* - FSK) e de fase (*phase shift keying* - PSK). É possível também realizar uma modulação tanto em amplitude como em fase, com a técnica modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* - QAM), que geralmente possui desempenho semelhante ou superior às outras técnicas mencionadas. Existe ainda a possibilidade de realizar uma modulação por chaveamento por desvio de polarização (*polarization shift keying* - POLSK), em que se transmite o sinal em uma dada polarização dependendo do dado a ser enviado. A técnica mais simples, porém, consiste em simplesmente se alterar a potência do sinal transmitido entre dois níveis, sendo um deles mantido

em zero, dependendo do bit de informação que se deseja transmitir. Assim, a potência $P_{in}(t)$ do sinal óptico de transmissão se torna:

$$P_{in}(t) = \begin{cases} \frac{A^2}{2}, & \text{se o bit for 1} \\ 0, & \text{se o bit for 0.} \end{cases} \quad (3.2)$$

Chama-se esse formato de modulação de chaveamento liga-desliga (*on-off keying* - OOK), refletindo sua natureza de ligar e desligar o laser dependendo do bit de informação. Por sua simplicidade e baixo custo em relação às outras técnicas, a modulação OOK é a mais utilizada atualmente nos sistemas ópticos, tanto nos de longa como nos de curta distância. Esse cenário está mudando aos poucos, de acordo com o crescimento da demanda de banda da Internet. Os padrões mais modernos, como 40GbE e 100GbE, devem utilizar formatos de modulação avançados para aumentar a eficiência espectral dos sinais ópticos e assim atender a essa demanda.

Um formato de modulação promissor que tem recebido bastante atenção dos pesquisadores nos últimos anos é a multiplexação por divisão em frequências ortogonais (*orthogonal frequency division multiplexing* - OFDM). Ela é muito utilizada em sistemas de comunicação sem fio por combater eficientemente a dispersão por múltiplos caminhos inerente a esse tipo de canal. Isso é possível pois o símbolo OFDM tem uma duração maior que a duração do canal, ou seja, maior que a diferença entre os atrasos das diferentes versões do sinal transmitido que chegam ao receptor. Assim, teoricamente, não há interferência intersimbólica e a equalização do sinal se torna simples. Analogamente, a OFDM é uma possível solução para os diversos fenômenos de dispersão causados por uma fibra óptica. Para um enlace de longa distância de fibra monomodo, pode-se utilizar a OFDM como forma de onda do campo elétrico transmitido para combater a dispersão cromática. Da mesma forma, em enlaces de curta distância de fibra multimodo, a potência óptica do sinal de saída pode tomar a forma de um sinal OFDM, sendo possível evitar a interferência intersimbólica causada pela dispersão modal. Essas configurações para os enlaces de fibras monomodo e multimodo são necessárias pois o canal em cada caso é linear no campo elétrico e na potência, respectivamente.

Outro formato de modulação que tem recebido bastante atenção é a modulação de portadora única com equalização no domínio da frequência (*single carrier frequency domain equalization* - SC-FDE), cuja análise de desempenho em sistemas ópticos é um dos objetivos deste trabalho. Por essa razão, descreveremos a SC-FDE com maior detalhes no Capítulo 4.

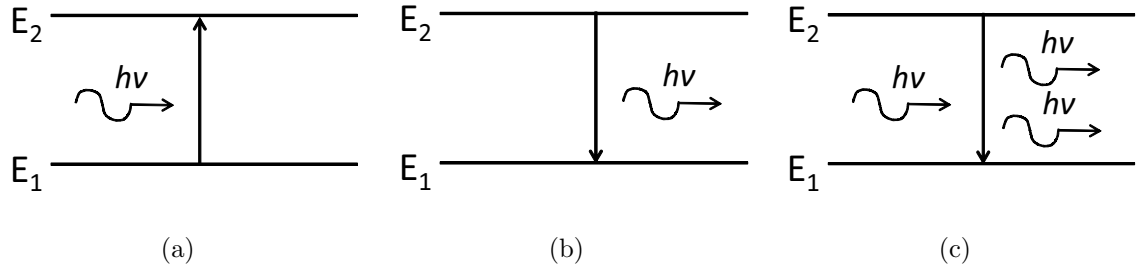


Figura 3.2: Fenômenos de (a) absorção de um fóton, (b) emissão espontânea e (c) emissão estimulada.

3.3 Transmissores ópticos

A função do transmissor óptico é converter o sinal elétrico de entrada no sinal óptico correspondente de saída e transmiti-lo na fibra óptica. Um dos componentes mais importantes do transmissor óptico é a fonte óptica. Sistemas de comunicação óptica geralmente utilizam fontes ópticas semicondutoras como os diodos emissores de luz (*light-emitting diodes* - LEDs) e lasers semicondutores por causa das várias vantagens que eles oferecem. Algumas dessas vantagens são o tamanho compacto, alto desempenho, boa confiabilidade, intervalo correto de comprimento de onda, pequena área de incidência (se comparada com a área da seção transversal do núcleo da fibra) e a possibilidade de realizar modulação direta em uma frequência relativamente alta. Embora a operação de lasers semicondutores tenha sido demonstrada no ano de 1962, seu uso só se tornou prático na década de 1970, quando os lasers capazes de operar continuamente à temperatura ambiente se tornaram possíveis.

Podemos entender o processo de absorção da seguinte maneira. Considera-se, por simplicidade, que um átomo pode atingir dois níveis diferentes de energia: E_1 e E_2 , que representam respectivamente o estado de repouso e o estado excitado dos átomos do meio absorvente. Se a energia $h\nu$ de um fóton incidente em uma frequência ν é a mesma que a diferença de energia entre os dois níveis (ou seja, $E_g = E_2 - E_1$), o átomo absorve o fóton e passa para o estado excitado. Esse processo é ilustrado na Figura 3.2a.

Os átomos excitados eventualmente retornam ao seu estado de repouso e emitem luz no processo. A emissão de luz pode acontecer segundo dois processos fundamentais conhecidos como emissão espontânea e emissão estimulada. No primeiro caso, ilustrado na Figura 3.2b, o átomo retorna espontaneamente ao seu estado de repouso, ou seja, sem nenhuma interferência externa. Esses fótons emitidos no processo possuem direção aleatória e nenhuma relação entre suas fases. Na emissão estimulada, ao contrário, um fóton já existente inicia o processo. Assim, esse fóton faz o átomo retornar ao seu estado de repouso E_1 , liberando no processo outro fóton. A Figura 3.2c mostra o

processo de emissão estimulada. Uma característica notável deste processo é que o novo fóton possui não só a mesma energia do fóton incidente, mas também a mesma fase e frequência, em um processo conhecido como coerência. Todos os lasers emitem luz pelo processo de emissão estimulada, e por esse motivo emitem luz coerente. Por outro lado, os diodos emissores de luz (*light-emitting diode* - LED) emitem luz predominantemente pelo processo não coerente de emissão espontânea.

Para que a emissão estimulada seja o processo dominante, é necessário que a taxa de emissão estimulada seja maior que a taxa de absorção. Isso só pode ocorrer com inversão de população, ou seja, se a densidade atômica do estado excitado for maior que a do de repouso. A inversão de população é um pré-requisito para o funcionamento correto dos lasers e dos LEDs. Pode-se atender a essa condição com o uso de fontes de bombeio, de forma que uma fonte externa desloca a população atômica para o estado excitado E_2 .

Um diodo emissor de luz (LED) nada mais é do que uma junção *pn* polarizada diretamente e que emite luz pelo processo de emissão espontânea. Esse fenômeno é chamado de eletroluminescência. No funcionamento normal do LED, pares elétron-lacuna se recombinaem na região de depleção do diodo, emitindo luz no processo, podendo parte dessa luz ser acoplada a uma fibra óptica. A luz emitida não possui coerência, e por isso ocupa uma largura de linha relativamente alta – que pode chegar a 500 nm [42]. Essa alta largura de linha impossibilita a adição de múltiplos canais na mesma fibra. O ângulo em que a luz é emitida também é muito maior que o dos lasers, dificultando o processo de acoplamento com a fibra. Conseqüentemente, a taxa de transmissão geralmente fica limitada a algumas centenas de megabits por segundo.

Embora os LEDs possuam várias desvantagens em relação aos lasers, eles eram a única alternativa viável de um transmissor no começo das comunicações ópticas. Atualmente, com o incessante desenvolvimento dos lasers, as aplicações que utilizam LEDs se resumem a pequenos nichos, como o uso didático.

Conforme mencionado anteriormente, os lasers semicondutores emitem luz segundo o processo de emissão estimulada. Como resultado das diferenças fundamentais entre as emissões espontânea e estimulada, os lasers não só são capazes de fornecer uma alta potência de saída – até por volta de 100 mW –, como também possuem outras vantagens possibilitadas pelo processo de emissão coerente de luz. Como o feixe de luz dos lasers é muito mais concentrado do que o dos LEDs, é possível acoplar na fibra grande parte da energia emitida. Uma largura de linha relativamente pequena – o que reduz a intensidade de efeitos dispersivos – permite também a operação dos lasers em taxas de transmissão muito maiores que as alcançadas pelos LEDs, podendo chegar a taxas da ordem de 40 Gb/s monocanal [51]. De fato, atualmente a maior parte dos

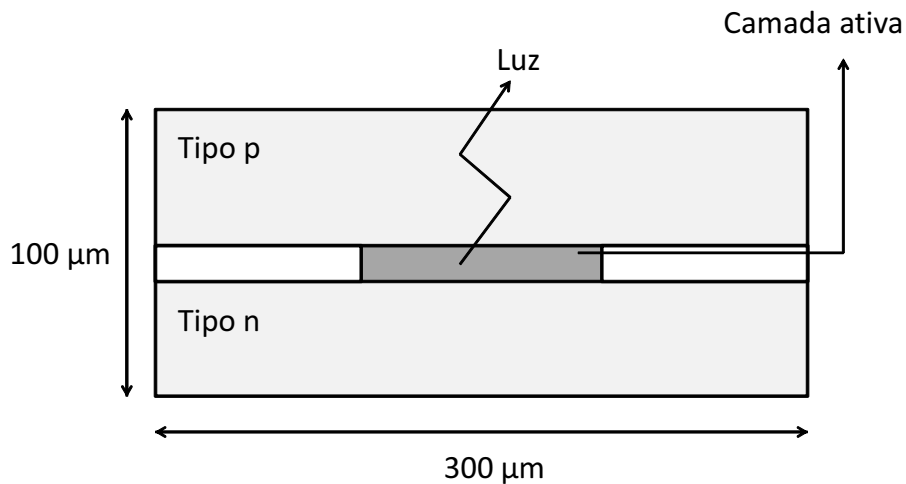


Figura 3.3: Emissão de luz em um VCSEL. A altura e a largura do laser são tipicamente de 100 e 300 μm , respectivamente [42].

sistemas ópticos utiliza lasers como fonte óptica. Em especial, lasers do tipo emissão de superfície de cavidade vertical (*vertical cavity surface emitting lasers* - VCSELs) se tornaram bastante comuns em aplicações de curta distância em que o custo do transmissor óptico é um fator crítico. Seu sucesso é devido ao seu relativo baixo custo de fabricação para transmissões no comprimento de onda de 850 nm.

O VCSEL, ao contrário dos lasers convencionais, emite a luz perpendicularmente à sua superfície, conforme mostra a Fig 3.3. Ele atinge a condição de modo monolongitudinal (*single longitudinal mode* - SLM) por meio de uma camada ativa muito pequena – da ordem de 1 μm [42]. Isso acontece pois o espaçamento entre os modos do laser é inversamente proporcional ao tamanho da camada ativa, o que faz com que somente um modo caia na região de ganho do laser. O efeito disso é que, para que o laser funcione corretamente, é necessário que os espelhos na borda da camada ativa tenham uma refletividade maior que 99,5 % [42]. O tamanho reduzido da camada ativa gera o maior problema do VCSEL: sua relativa baixa potência de saída (em comparação com outros lasers). Por outro lado, o VCSEL permite um acoplamento mais simples e eficiente com a fibra do que se um outro tipo de laser fosse utilizado [52].

Existem outros tipos de lasers, tais como os de realimentação distribuída (*distributed feedback lasers* - DFB). Os tipos de lasers mencionados, em substituição aos LEDs, possibilitam hoje os sistemas ópticos de alta capacidade, essenciais para o crescimento da Internet.

3.4 Receptores ópticos

O receptor óptico é o componente do sistema que converte o sinal óptico em seu correspondente sinal elétrico. Esse processo acontece dentro do fotodetector de acordo com o efeito fotoelétrico. Cada fóton incidente tem uma certa probabilidade de ser absorvido e doar sua energia para um elétron da banda de condução. A probabilidade de fotodetecção depende de vários fatores, como o acoplamento óptico do detector, revestimento antireflexão, tamanho da região de absorção, entre outros. Todos esses parâmetros são usualmente caracterizados por uma única variável, a eficiência quântica externa do fotodetector, $\eta_p(\lambda)$. Valores típicos dessa grandeza variam entre 50% e 95%, dependendo do comprimento de onda de operação e da estrutura do fotodetector. Fotodiodos desenvolvidos para 10GbE otimizados para a janela de 1310 nm geralmente possuem eficiência quântica entre 60% e 80%.

Cada fóton possui energia fixa dependendo do seu comprimento de onda. A taxa de detecção de fótons, que é a quantidade de fótons por unidade de tempo que incidem sobre a região sensível a luz do fotodetector, é dependente da potência óptica recebida. A responsividade do fotodetector é então dada por [42]:

$$R(\lambda) = \frac{q\lambda}{hc}\eta_p(\lambda), \quad (3.3)$$

em que $c \cong 2,998 \times 10^8$ m/s é a velocidade da luz no vácuo, $h = 6,6261 \times 10^{-34}$ Js é a constante de Planck, $q = 1,6022 \times 10^{-19}$ C é a carga do elétron e λ é o comprimento de onda.

Os detectores ópticos convertem a potência óptica incidente P_{out} em corrente elétrica. Conhecendo-se o valor da responsividade do fotodetector, podemos calcular o valor da corrente elétrica no receptor de acordo com a seguinte fórmula:

$$I_p = RP_{out}, \quad (3.4)$$

em que I_p é a corrente gerada no receptor e R é a responsividade do receptor. Omitimos a dependência de R com o comprimento de onda por simplicidade. É importante destacar que a Equação 3.4 considera I_p como a corrente média. A corrente total no receptor é dada por I_p mais as componentes de ruído. Descrevemos em maiores detalhes os mecanismos dos ruídos a seguir.

3.4.1 Mecanismos de ruído

O ruído ocasionado pelo receptor causa flutuações aleatórias na corrente gerada no receptor. As duas principais fontes de ruído em um receptor óptico (considerando

um sistema sem amplificação) são o ruído térmico e o ruído *shot*. Assim, a corrente induzida no receptor por uma potência constante é

$$I(t) = I_p + i_s(t) + i_t(t), \quad (3.5)$$

em que $i_s(t)$ e $i_t(t)$ são, respectivamente, as correntes induzidas pelos ruídos *shot* e térmico.

O ruído *shot* é um resultado de que os elétrons são gerados no receptor de forma aleatória, de acordo com o processo de chegada dos fótons incidentes, que segue uma distribuição de Poisson. Assim, $i_s(t)$ é um processo aleatório estacionário que também segue uma distribuição de Poisson (embora seja comumente aproximado por uma distribuição Gaussiana). A variância dessa componente de corrente é [42]:

$$\sigma_s^2 = 2qI_p\Delta f, \quad (3.6)$$

em que q é a carga do elétron e Δf é a largura de banda efetiva de ruído do receptor. Caso o receptor utilize um filtro elétrico (o que geralmente acontece), Δf será igual à banda desse filtro. Podemos notar que σ_s^2 é proporcional à corrente I_p , que por sua vez é proporcional à potência óptica incidente P_{opt} . Por essa razão, pré-amplificadores ópticos tendem a aumentar a potência do ruído *shot*.

O movimento aleatório de elétrons em um condutor causa flutuações de corrente, mesmo sem nenhuma tensão aplicada ao componente. Assim, o fotodiodo do receptor gera essa corrente aleatória por ser um semiconductor, que se comporta como ruído. Chamamos esse fenômeno de ruído térmico, representado pela componente $i_t(t)$ na Equação 3.5. Segundo a Referência [42], a variância do ruído térmico é:

$$\sigma_t^2 = \frac{4K_B T \Delta f}{R_L}, \quad (3.7)$$

em que K_B é a constante de Boltzman, que vale $1,38 \times 10^{-23}$ J/K; T é a temperatura em Kelvin do receptor; R_L é a resistência do receptor e Δf é novamente a largura de banda do filtro elétrico. É importante notar que σ_t^2 não depende da corrente média I_p como σ_s^2 . Além disso, como $i_s(t)$ e $i_t(t)$ na Equação 3.5 são processos aleatórios independentes com distribuição aproximadamente Gaussiana, podemos obter a variância de ruído total simplesmente somando as equações 3.6 e 3.7:

$$\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_t^2 = 2qI_p\Delta f + \frac{4K_B T \Delta f}{R_L}. \quad (3.8)$$

3.4.2 Relação sinal-ruído no receptor

Sabendo a potência do sinal óptico incidente no receptor e utilizando a Equação 3.8, é possível calcular a relação sinal-ruído (SNR) no receptor. Considerando um fotodiodo do tipo *pin*, a SNR é:

$$\text{SNR} = \frac{I_p^2}{\sigma^2} = \frac{R^2 P_{out}^2}{2qRP_{out}\Delta f + (4K_B T \Delta f)/R_L}. \quad (3.9)$$

Consideramos na Equação 3.9 que a potência elétrica é proporcional ao quadrado da corrente elétrica. Na maioria dos casos práticos, o ruído térmico domina o ruído *shot* ($\sigma_t^2 \gg \sigma_s^2$). Eliminando a contribuição do ruído *shot*, a SNR se torna:

$$\text{SNR} = \frac{R_L R^2 P_{out}^2}{4K_B T \Delta f}. \quad (3.10)$$

Podemos perceber que neste caso a SNR varia proporcionalmente a P_{out}^2 . Além disso, ela também é proporcional à resistência R_L . Portanto, é possível incrementar a relação sinal-ruído aumentando a resistência de carga. Por esse motivo, a maioria dos receptores operam em alta impedância. Contudo, como σ_s^2 aumenta linearmente com P_{out} , é possível que o ruído *shot* seja dominante se a potência óptica incidente for alta (portanto $\sigma_s^2 \gg \sigma_t^2$). Isso geralmente é verdade quando se utilizam fotodiodos do tipo avalanche (APD), que amplificam o sinal óptico com a ajuda do efeito de avalanche que acontece quando se polariza reversamente um diodo com uma tensão negativa abaixo do seu limiar de ruptura V_Z . Neste caso, a SNR se torna:

$$\text{SNR} = \frac{RP_{out}}{2q\Delta f} = \frac{\eta P_{out}}{2h\nu\Delta f}, \quad (3.11)$$

em que o lado direito dessa expressão decorre da Equação 3.3. Vemos que na Equação 3.11 a SNR aumenta linearmente em relação à potência óptica incidente P_{out} e à eficiência quântica η , mas é inversamente proporcional à energia no fóton incidente $h\nu$.

3.5 Mecanismos de sincronismo

Praticamente todos os sistemas de comunicação atuais requerem algum grau de sincronismo entre transmissor e receptor para que a transmissão seja feita de forma eficiente. No caso específico dos sinais com modulação de fase (como sinais PSK), o receptor deve ser capaz de gerar uma portadora com a mesma fase da utilizada na transmissão¹. Para que isso seja possível, é necessário utilizar alguma técnica de sincronização. O processo de replicação da fase no receptor é chamado de *sincronização*

de fase, e é indispensável nos sistemas com detecção coerente.

Outra necessidade comum é que o receptor deve ser capaz de determinar quando um símbolo começa e quando termina. Isso é necessário para se determinar o período de integração do símbolo - o intervalo em que integramos a energia antes de realizar a decisão do símbolo. Claramente, caso esse intervalo seja escolhido erroneamente, a integração pode envolver dois ou mais símbolos, o que causaria erros de detecção. Esse processo se assemelha ao sincronismo de fase, pois ambos envolvem a geração no receptor de uma porção do sinal transmitido. Contudo, ao invés de gerar uma réplica da portadora, neste caso necessitamos de uma onda quadrada com a mesma duração do símbolo. Dizemos que o receptor que gera essa onda quadrada na mesma taxa dos símbolos de dados realiza *sincronização de símbolo*. Os dois processos devem ser feitos por circuitos (ou softwares) separados, visto que o ciclo da portadora geralmente se distingue do tempo de símbolo.

Muitos sistemas de comunicação precisam realizar a sincronização em um nível ainda maior, com o que chamamos de *sincronização de quadro*. Esse tipo de sincronismo é necessário quando a informação se organiza em blocos de símbolos, como quando informações redundantes são adicionadas a um bloco de símbolos de forma a possibilitar o uso de códigos corretores de erros e servir como sequência de treinamento para estimadores de canal. Outra possibilidade é quando vários usuários compartilham o canal via múltiplo acesso por divisão no tempo (*time division multiple access - TDMA*), caso em que o quadro contém os slots de tempo de cada um dos usuários. No caso da adição de informação redundante, o receptor precisa determinar as fronteiras do quadro para recuperar a informação necessária para a correção de erros. Da mesma forma, no caso do uso de TDMA, o sistema precisa saber quando começa e termina um quadro de forma a roteá-lo corretamente pela rede. De forma similar à sincronização de símbolo, a sincronização de quadro consiste em gerar uma onda quadrada na taxa de quadros, com as transições dessa onda coincidindo com as fronteiras entre dois quadros.

A maior parte dos sistemas coerentes requerem os três níveis de sincronização: de fase, de símbolo e de quadro. Já os sistemas que utilizam sinais não coerentes necessitam de sincronização de símbolo e de quadro, pois uma estimativa precisa da fase não é necessária. Assim, sistemas ópticos com detecção direta possuem o receptor mais simples.

¹Na verdade, pode haver uma diferença de fase, desde que ela seja constante. Caso a diferença de fase varie no tempo, isso caracteriza um desvio de frequência, e é um problema muito mais grave.

3.5.1 Custos e benefícios

Existe um custo associado à necessidade de se realizar a sincronização do receptor. Além do óbvio custo do circuito ou software requerido para realizar o sincronismo, existem ainda os custos associados ao gasto energético, ao *overhead* adicionado e ao tempo requerido para se obter o sincronismo em um grau satisfatório. O gasto com energia, causado pelo processamento digital de sinais nos sistemas ópticos de alta capacidade, é um parâmetro importante para os sistemas atuais, se tornando crítico para *data centers*². Da mesma forma, o tempo para se obter o sincronismo (ou *phase lock*) impacta diretamente o desempenho de aplicações que necessitam manter a latência em valores aceitáveis.

Cada nível de sincronismo implica em maior custo. Em geral, os sistemas mais sofisticados necessitam dos três níveis de sincronismo mencionados (fase, símbolo e quadro). Contudo, às vezes é possível dispensar o uso de algum (ou alguns) deles. Conforme já mencionado, sistemas de detecção direta não necessitam de sincronismo de fase. Além disso, se não organizarem os dados na forma de quadros, o sincronismo de quadro também se torna desnecessário.

Normalmente, fazer sincronização implica em aumento de desempenho. Isso ocorre, por exemplo, por permitir a detecção coerente, que possui um menor requerimento de SNR em relação à detecção direta, poupando energia do transmissor. Outra vantagem é a possibilidade de utilizar códigos corretores de erros, que geralmente requerem sincronismo de quadro, visto que organizam os dados em blocos.

A seguir faremos uma breve descrição dos processos de sincronismo de símbolo e de quadro. Omitiremos a sincronização de fase, pois ela geralmente não é utilizada nos sistemas que temos mencionado neste trabalho, visto que estes utilizam detecção direta.

3.5.2 Sincronismo de símbolo

Para possibilitar uma demodulação ótima, praticamente todos os receptores digitais precisam estar sincronizados com os símbolos recebidos. A seguir, descreveremos algumas técnicas utilizadas para sincronismo de símbolo nos diversos tipos de sistemas de comunicação. A discussão irá focar em sinais de recepção binários e em banda base, embora os procedimentos possam ser estendidos para sinais não binários sem muito esforço.

Podemos classificar os sincronizadores de símbolo em dois grupos básicos. O pri-

²Inclusive, um dos motivos da adoção de conexões ópticas em substituição às elétricas é a economia de energia.

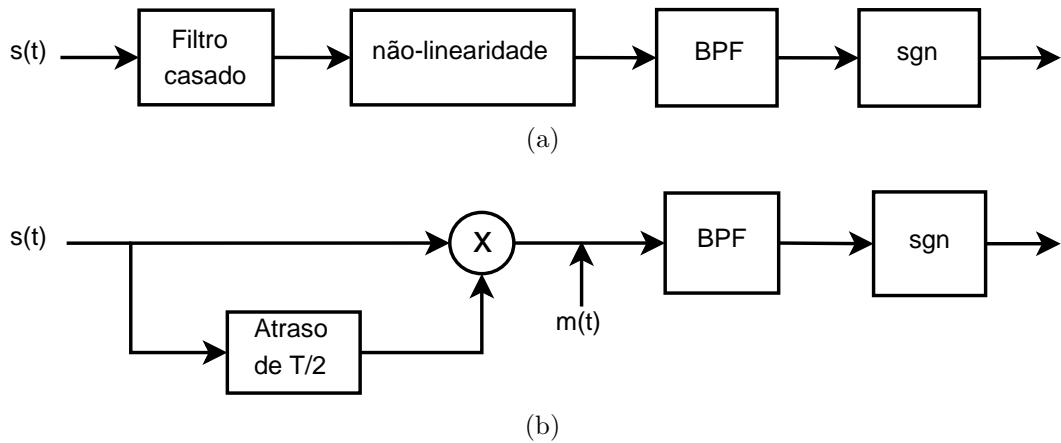


Figura 3.4: Esquemas de loop aberto para sincronismo de símbolo.



Figura 3.5: Exemplo de sincronização de símbolo.

meiro consiste nos sincronizadores de loop aberto. Esses circuitos recuperam uma réplica do relógio de dados do transmissor diretamente via operações no fluxo de dados recebidos. O segundo grupo compreende os sincronizadores de loop fechado, que tentam recuperar o relógio de dados por comparação de sinais locais com o sinal recebido. Por serem mais complicados e caros, não trataremos deste grupo neste trabalho, visto que focamos em sistemas simples e baratos.

Conforme descrito por Sklar, na Referência [53], os sincronizadores de loop aberto geram uma componente de frequência na taxa de símbolo via operações no sinal incidente em banda base com uma combinação de filtragem e passagem por dispositivos não-lineares. Para isso, isolamos a componente de frequência desejada com um filtro passa-banda e a modelamos com uma função modeladora para recuperar a forma de onda quadrada do relógio de dados.

A Figura 3.4 mostra dois exemplos de sincronizadores de loop aberto. No primeiro (Figura 3.4a), passamos o sinal incidente $s(t)$ por um filtro casado, cuja saída é a função de autocorrelação da forma do sinal de entrada. Para uma onda quadrada de entrada, por exemplo, a saída será uma onda triangular. Em seguida, retificamos a onda de saída com o uso de um dispositivo não-linear, que eleva o sinal a uma potência par.

A forma de onda resultante terá picos positivos nos instantes de transição do símbolo, conforme mostra a Figura 3.5. Como a saída do dispositivo não-linear contém uma componente de frequência na taxa de símbolos, podemos isolar essa componente com o uso de um filtro passa banda (*band pass filter* - BPF) para então a modelar de acordo com a seguinte função:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } x > 0 \\ -1, & \text{senão.} \end{cases} \quad (3.12)$$

Isso garante a forma de onda quadrada do relógio. O segundo exemplo da Figura 3.4 recupera o relógio multiplicando o sinal recebido por uma versão atrasada dele mesmo. O atraso na Figura 3.4b é igual a metade do tempo de símbolo. Assim, se $s(t)$ for binário, a saída $m(t)$ será sempre positiva na segunda metade de cada período de símbolo, mas terá um valor negativo na primeira metade se houver uma transição no valor do símbolo. Isso produz um sinal onda quadrada com componentes espectrais na taxa de símbolo e todos os harmônicos, da mesma forma que no esquema da Figura 3.4a. Dessa forma, podemos obter a componente espectral desejada por meio de um filtro passa banda e da uma função modeladora descrita na Equação 3.12.

Existem outras técnicas de sincronismo de símbolo, mas, conforme já mencionado, procuramos focar em esquemas simples e que não demandam um alto investimento no receptor.

3.5.3 Sincronismo de quadro

Quase todos os sistemas digitais atuais organizam os dados em blocos e adicionam a cada um dados redundantes, que formam um cabeçalho. Embora isso cause uma diminuição da taxa útil de dados, normalmente as vantagens associadas compensam essa perda de vazão (*throughput*). Por exemplo, organizar a informação em quadros possibilita facilitar técnicas de sincronização e equalização, tornando-as menos onerosas para o receptor. Também se torna possível a utilização de códigos corretores de erro.

Um exemplo prático é o quadro Ethernet, que adiciona 8 bytes redundantes ao fluxo de dados (o preâmbulo e o delimitador de início de quadro), que facilitam a sincronização do receptor. Também há campos no cabeçalho que permitem o repasse correto de quadros em comutadores.

Para que o receptor consiga decodificar de forma correta o sinal que recebe, é necessário que haja sincronismo de quadro entre o receptor e o transmissor. Caso haja somente sincronismo de símbolo, o receptor não consegue decidir de forma satisfatória se um dado símbolo pertence ao cabeçalho do quadro ou ao fluxo de dados. É comum implementar a sincronização de quadro com o uso de uma sequência de sinalização

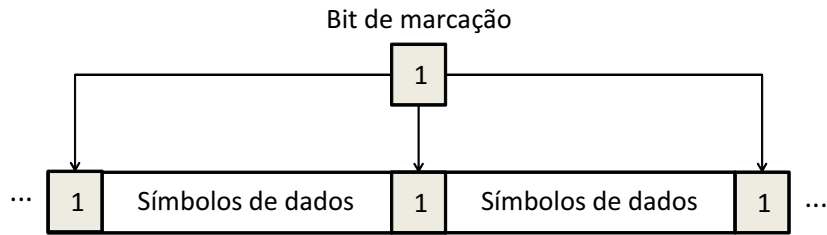


Figura 3.6: Técnica de marcação de quadro.

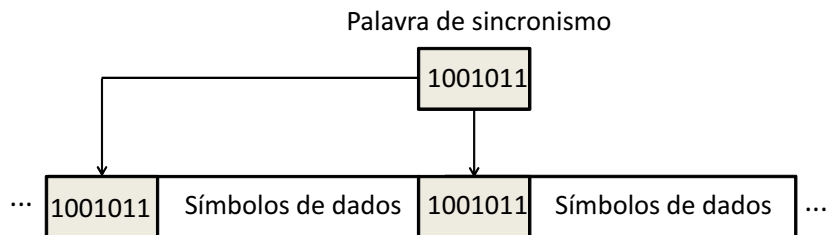


Figura 3.7: Técnica de palavra de sincronismo.

utilizada pelo transmissor. Dependendo do sistema, esse processo pode ser simples ou complexo, dependendo do tipo de canal em que o sistema precisa funcionar.

Talvez a técnica mais simples de sincronização de quadro seja a do marcador de quadro, ilustrada na Figura 3.6. O marcador de quadro é um único bit ou uma sequência binária que o transmissor insere no fluxo de dados em um intervalo regular. O receptor, conhecendo a sequência de marcação, e tendo já obtido sincronismo de símbolo, faz a correlação cruzada da sequência de marcação com o sinal recebido, sendo que este deve ter um número de bits maior que o tamanho de um quadro. Em seguida, verifica-se se os pontos de alta correlação se repetem nas mesmas posições. A posição cuja correlação se repetir periodicamente deve ser a posição do marcador no sinal recebido. Logicamente, esse processo se torna mais confiável quanto maior for a sequência recebida utilizada.

Por exemplo, o sistema T1 do Bell Labs, utilizado em telefonia, adiciona 1 bit de marcação a cada 24 bytes de dados de usuários – o que resulta em quadros de tamanho fixo de 193 bits. O receptor pode, por exemplo, esperar a chegada de 16 quadros para começar a sincronização. Ao efetuar a correlação desses 16 quadros com o bit de marcação, provavelmente aparecerão 16 picos de correlação nas posições do bit de sincronismo. Já que provavelmente a parte de dados também contém bits iguais ao de marcação, também aparecerão picos em posições incorretas. Porém, provavelmente eles não se repetirão nas mesmas posições em todos os quadros.

A principal vantagem dessa técnica é a sua simplicidade e baixo custo, visto que não é necessário utilizar um circuito complexo e nem sequências de marcação muito longas. Contudo, a principal desvantagem é que o número de cálculos de correlação necessários

para um sincronismo perfeito pode ser grande, já que talvez seja necessário esperar a chegada de vários símbolos, o que resulta em um atraso considerável na detecção. Assim sendo, o processo de marcador de quadro é mais indicado para sistemas que transmitem dados continuamente, como enlaces de telefonia ou de dados de computador. Sistemas que transmitem dados em rajada ou que necessitam de um atraso mínimo de recepção perdem desempenho com essa técnica por causa do tempo requerido para estabelecer o sincronismo.

Outra abordagem, mais indicada para sistemas com dados em rajada e mais sensíveis a atraso, é o uso de uma palavra-código de sincronismo, que pode ser incluída no cabeçalho do quadro. A Figura 3.7 mostra essa técnica. O receptor deve procurar constantemente pela palavra-código, fazendo uma correlação entre ela e o sinal recebido. Assim, forma-se uma função de correlação cruzada entre o sinal recebido e a palavra-código. Nas posições em que não haja sincronismo de quadro a correlação deve ser baixa, enquanto que na posição correta aparecerá um pico de correlação, indicando que o sincronismo foi atingido. A vantagem dessa técnica é que o sincronismo pode ser atingido muito mais rapidamente do que no caso do marcador de quadro, visto que não é necessário esperar a detecção de vários quadros. Já a principal desvantagem é que a palavra-código deve ser consideravelmente longa para manter baixa a probabilidade de falsa detecção, gastando recursos que poderiam ser utilizados para transmitir dados. Existe portanto uma relação de compromisso entre o *overhead* e a probabilidade de falsa detecção.

Assim sendo, podemos concluir que um bom algoritmo de sincronismo de quadro possui as seguintes características:

1. Rápida aquisição inicial de sincronismo e de reaquisição, caso ele seja perdido por algum motivo;
2. Confiabilidade no resultado de sincronismo, minimizando a probabilidade de falsa detecção;
3. Simplicidade do algoritmo de sincronização, reduzindo os custos de implementação;
4. Mínima inserção de redundâncias no fluxo de dados, de forma a minimizar o *overhead*.

Uma boa palavra-código possui a propriedade de o valor absoluto de seus “lóbulos laterais de correlação” serem pequenos, de forma a minimizar os riscos de falsa detecção. O lóbulo lateral de correlação é a correlação da palavra-código com uma versão temporalmente deslocada dela mesma. Assim sendo, definimos a função de autocorrelação de uma palavra-código X_i de tamanho N bits deslocada em k bits como

$$C_k = \sum_{i=1}^{N-k} X_i X_{i+k}, \quad (3.13)$$

em que X_i ($1 \leq i \leq N$) é uma palavra código binária, cujos valores podem assumir 0 ou 1. Consideramos que os símbolos adjacentes (correspondendo a $i > N$) são zero. Os lóbulos laterais de correlação correspondem aos índices $k \neq 0$. A Figura 3.8 apresenta um exemplo de cálculo dos lóbulos laterais de correlação para $N = 5$ bits. Nesse exemplo, a sequência escolhida aparenta ter propriedades de correlação razoáveis, pois o deslocamento de apenas um bit já diminui o valor da correlação pela metade. Na prática, o ideal é que a amplitude dos lóbulos laterais seja a menor possível, não passando de cerca de 20 % do valor do lóbulo principal. Para isso, é necessário um estudo sistemático de sequências binárias com boas propriedades de correlação. Um parâmetro importante para mensurar a qualidade das propriedades de correlação de uma sequência binária é o nível de pico dos lóbulos laterais (*peak sidelobe level* - PSL). Definimos essa grandeza como

$$PSL = \max|C_k|, \quad 1 \leq k \leq N \quad (3.14)$$

A busca por sequências binárias com o menor valor possível de PSL é um dos estudos mais famosos e desafiadores da teoria da informação [54]. Um dos pioneiros desse estudo é R. Barker [55], que descobriu as sequências de Barker (também chamadas de palavras de Barker), que são as sequências que possuem $PSL = 1$. Contudo, a maior palavra que Barker descobriu possuía $N = 11$ bits. Com o sucesso do processamento digital de sinais, esse assunto atraiu a atenção de inúmeros matemáticos, físico, engenheiros e químicos. Lindner [56] em 1975 encontrou as sequências com menor PSL possível até $N = 40$. Cohen *et al.* [57] em 1990 estendeu o resultado até $N = 48$. Coxson e Russo [58] em 2004 encontraram, com alta probabilidade, as sequências com menores PSL até $N = 70$. Em 2004, Coxson e Nunn [59] publicaram o que se acredita serem as melhores sequências conhecidas para $71 \leq N \leq 105$. Eles também concluíram que, para $71 \leq N \leq 82$, provavelmente o menor PSL é 4, e, para $N \geq 83$, o valor mínimo sobe para 5.

Duas probabilidades caracterizam o desempenho de um sistema que utiliza palavras código para realizar o sincronismo de quadro: a probabilidade de alarme falso (falsa detecção) P_{FA} e a probabilidade de não se conseguir estabelecer o sincronismo P_m . Obviamente, deve-se tentar manter ambas as probabilidades com o menor valor possível. Contudo, geralmente isso não é realizável, visto que quando se diminui uma variável a outra tende a aumentar. Isso acontece porque para se diminuir a probabilidade de não se conseguir estabelecer o sincronismo, os critérios que definem se o sincronismo foi

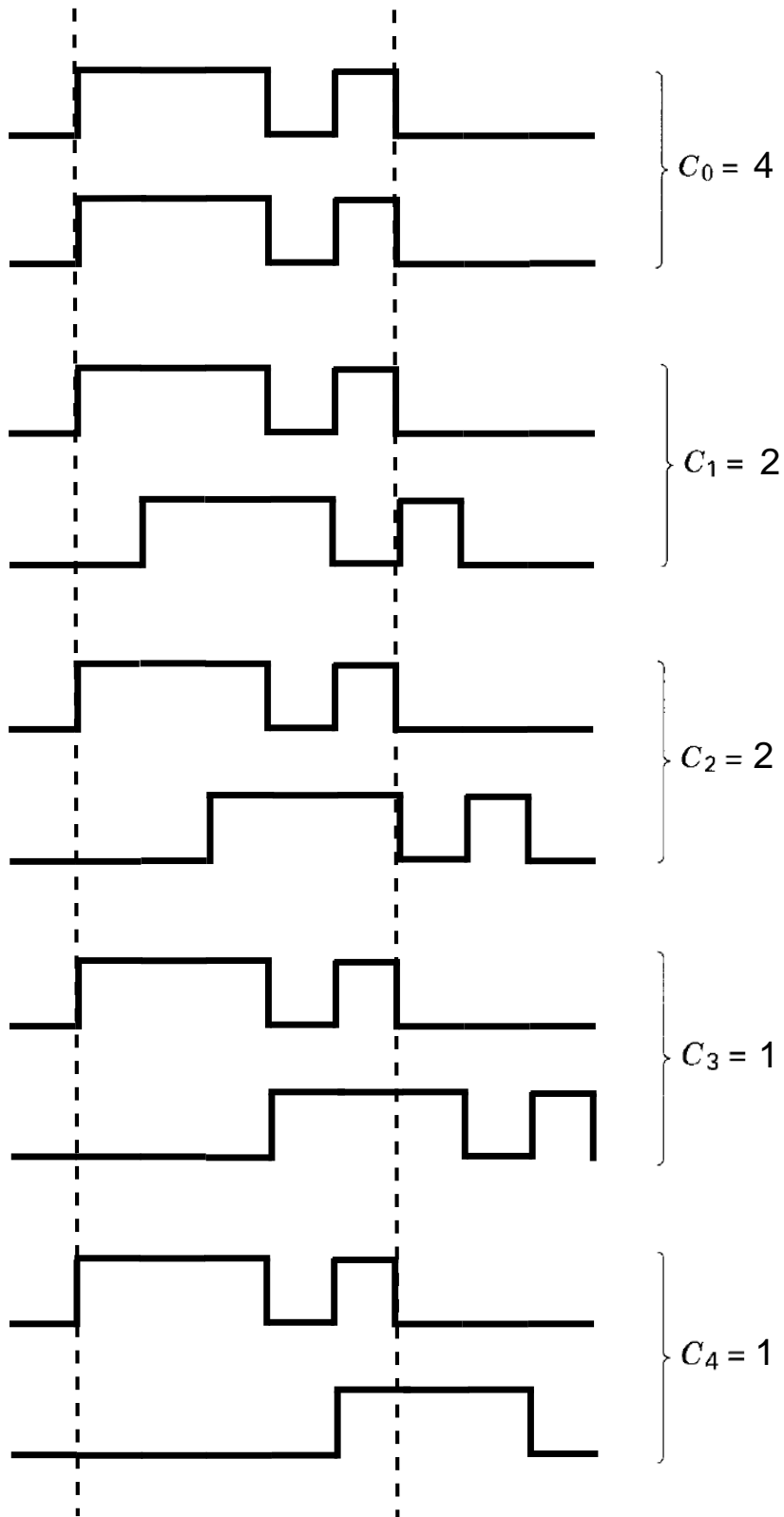


Figura 3.8: Exemplo de cálculo dos lóbulos laterais de correlação.

atingido ou não devem ser relaxados. Com isso, resultados não-ótimos da correlação da palavra código serão aceitos, o que aumenta a probabilidade de alarme falso. Visto que o canal geralmente aplica algum tipo de distorção ao sinal transmitido, uma correlação perfeita dificilmente será possível, justificando a necessidade de relaxar os níveis mínimos de correlação aceitáveis. Consideraremos que o receptor aceita que o canal cause k erros à palavra código inserida no sinal recebido e ainda considera aceitável o nível de correlação obtido para a detecção. Nesse caso, a probabilidade de o receptor não conseguir se sincronizar com o transmissor, para uma palavra código de tamanho N é

$$P_m = \sum_{j=k+1}^N \binom{N}{j} p^j (1-p)^{N-j}, \quad (3.15)$$

em que p é a probabilidade de algum bit ser detectado erroneamente. Além disso, segundo Sklar [53], a probabilidade de alarme falso para uma palavra código de N bits é

$$P_{FA} = \sum_{j=0}^k \frac{\binom{N}{j}}{2^N}. \quad (3.16)$$

É possível perceber que para um p suficientemente pequeno, P_m diminui exponencialmente à medida que se aumenta k . Contudo, P_{FA} aumenta à medida que k aumenta. Visto que ambas as probabilidade diminuem à medida que se aumenta N , para se obterem valores aceitáveis tanto para P_m quanto para P_{FA} é necessário que N seja suficientemente grande. Deve-se então definir qual é o *overhead* máximo aceitável e escolher N o mais próximo possível desse valor, de modo que o desempenho do sincronizador seja aceitável. Obviamente, o valor de N depende também da descoberta de sequências de tamanho aceitável que possuam boas propriedades de correlação.

3.6 Estimação de canal óptico

Vários algoritmos de equalização dependem de uma boa estimativa do canal para funcionarem corretamente. Uma das maneiras mais simples de estimar o canal é com o uso de sequências de treinamento. Nessa abordagem, o transmissor insere dados redundantes na sequência transmitida, que são utilizados pelo receptor para estimar o comportamento do canal. Essa técnica obviamente insere um *overhead* ao sinal. Para evitar esse *overhead*, existem os equalizadores cegos, que aprendem a resposta do canal diretamente dos dados recebidos. Porém, a complexidade de tais equalizadores pode ser proibitiva em sistemas em que o custo é um parâmetro crítico. Além disso, se o canal variar lentamente com o tempo (como é o caso da fibra multimodo), o transmissor não

precisa inserir a sequência de treinamento com uma periodicidade alta, reduzindo o desperdício de capacidade de transmissão. Os métodos supervisionados – que incluem os que utilizam sequências de treinamento – também tendem a ter um desempenho superior. Por esses motivos, focaremos na estimativa de canal com o uso de sequências de treinamento.

Existem basicamente duas possibilidades de se treinar o estimador de canal: com o uso de tons piloto no domínio da frequência ou com uma sequência transmitida no domínio do tempo. O primeiro caso é mais adequado para sistemas cujo canal varia rapidamente e que utilizem uma modulação multiportadora, como a OFDM. Já o segundo caso é ideal para canais que variam lentamente com o tempo. Descreveremos ambos a seguir.

No primeiro caso, o uso de tons piloto em cada símbolo permite a estimação do canal por cada símbolo, o que é bastante eficiente para canais variantes no tempo. Para compreender melhor o funcionamento desse esquema, vamos considerar um sistema multiportadora, como o OFDM, utilizando 128 subportadoras por símbolo. Podem-se posicionar os pilotos em qualquer uma das frequências f_i das subportadoras, sendo $1 < i \leq 128$. Considerando ainda que o transmissor insere N_p pilotos por símbolo (sendo $N_p < 128$), cada piloto será um tom na frequência p_k , sendo $1 < k \leq N_p$. Por exemplo, considerando que os pilotos são posicionados com um espaçamento de frequência constante a cada 8 subportadoras, as frequências p_k estarão nas subportadoras 1, 8, 16, ..., 120, 128; que se referem às frequências $f_1, f_8, f_{16}, \dots, f_{120}, f_{128}$. Assim, como o receptor conhece o formato dos pilotos transmitidos, pode-se estimar o valor da resposta em frequência do canal da seguinte forma:

$$H(p_k) = \frac{P_o(p_k)}{P_i(p_k)}, \quad (3.17)$$

em que $H(p_k)$ é o valor da resposta em frequência do canal na frequência p_k , $P_o(p_k)$ e $P_i(p_k)$ são respectivamente o piloto recebido e o transmitido na frequência p_k . O resultado da Equação 3.17 para todo k fornece o valor do canal nas frequências de todos os pilotos. A Figura 3.9 mostra esse resultado, em que se conhece o valor do canal em algumas frequências discretas p_k . Mas o conhecimento da resposta do canal apenas para as frequências p_k não é suficiente, o receptor precisa conhecer o valor do canal em todas as frequências f_i das subportadoras. Para isso, é possível fazer uma interpolação utilizando os valores conhecidos do canal nas frequências dos pilotos e obter uma estimativa da resposta em frequência para todas as frequências das subportadoras. Para que o resultado dessa interpolação seja satisfatório, é necessário que o canal não varie muito entre um piloto e outro, senão é possível que o interpolador não consiga acompanhar essas variações. Por isso, é necessário escolher o número de

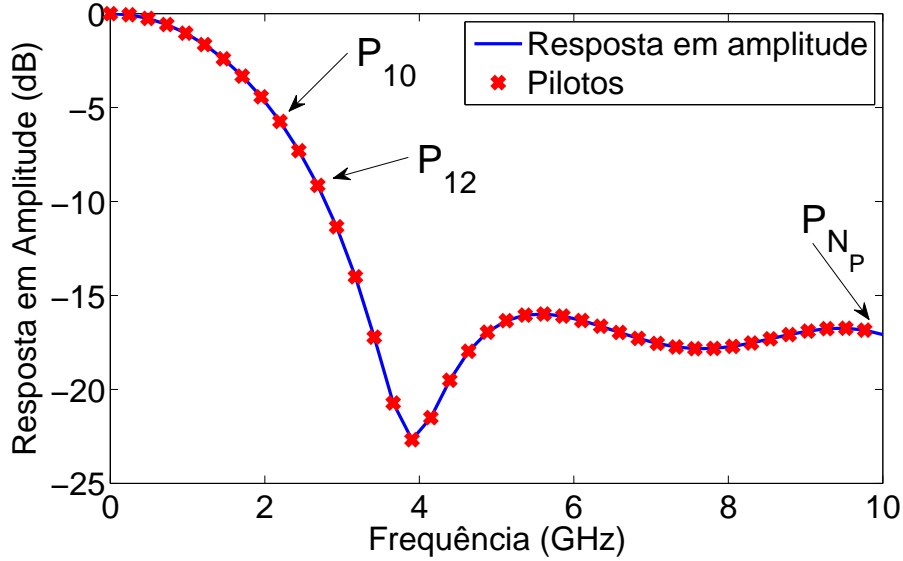


Figura 3.9: Estimativa do canal para as frequências f_k dos pilotos.

pilotos com muito cuidado. Esse número não pode ser muito pequeno, de forma que o interpolador consiga uma estimativa boa do canal em todas as frequências das subportadoras. Mas esse número também não pode ser muito grande, senão a eficiência do sistema será pequena, visto que menos subportadoras serão utilizadas para transmitir dados. O projetista do sistema terá que ponderar essa relação de compromisso em seu planejamento.

Outra possibilidade de se treinar o estimador de canal é com o uso de sequências piloto no domínio do tempo. Com essa técnica, símbolos de dados são intercalados com símbolos piloto. Assim, como o símbolo piloto passa pela mesma taxa de amostragem que o de dados, é possível estimar diretamente o canal em toda a banda do sinal de dados, sem a necessidade de um algoritmo de interpolação. Mas, como os símbolos piloto estão no domínio do tempo, é necessário conhecer sua densidade espectral para que se possa estimar o canal de forma eficiente no domínio da frequência. Isso pode ser feito de forma eficiente com o uso da transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform* - FFT) sobre o sinal recebido. Dessa forma, obtemos facilmente a resposta em frequência estimada do canal da seguinte forma:

$$H(f) = \frac{P_o(f)}{P_i(f)}, \quad (3.18)$$

em que $P_o(f)$ e $P_i(f)$ são as transformadas de Fourier das sequências piloto recebida e transmitida, respectivamente. Conhecendo a resposta estimada do canal, os símbolos de dados que forem recebidos dali em diante serão equalizados utilizando a mesma estimativa, até que um novo símbolo piloto chegue no receptor e atualize a estimativa do canal. Logo, é fácil perceber que uma desvantagem dessa técnica de estimar o canal

é que cada símbolo de dados será equalizado utilizando uma informação passada do canal, o que pode ou não ser eficiente. É necessário, portanto, que a frequência com que se transmite os pilotos seja adequada à variação temporal da resposta do canal. Contudo, se a frequência de transmissão dos pilotos for muito alta, o sistema perde em desempenho. Por esse motivo, essa técnica não é indicada para canais que variam rapidamente no tempo, sendo mais indicado utilizar a técnica de transmitir tons piloto no domínio da frequência.

Na prática, todo sistema de comunicação insere ruído no sinal. Isso faz com que não seja possível obter uma estimativa perfeita do canal, pois isso depende muito do nível de ruído e da sequência piloto escolhida. Para esclarecer melhor esse ponto, considere o caso em que ruído aditivo está presente. Isso acontece nos casos em que o detector óptico é um fotodiodo pin, pois o ruído dominante é o térmico (aproximado por um ruído aditivo) e o ruído *shot* é desprezível. O canal estimado seria:

$$H'(f) = \frac{[P_o(f) + N(f)]}{P_i(f)} = \frac{P_o(f)}{P_i(f)} + \frac{N(f)}{P_i(f)} = H(f) + \frac{N(f)}{P_i(f)}, \quad (3.19)$$

em que $N(f)$ é o espectro do ruído aditivo. É possível perceber que a resposta do canal estimada é composta pela resposta real do canal mais uma componente de ruído. Se a potência do ruído for pequena em relação à potência do piloto, o segundo termo da equação acima pode ser desprezado e temos que $H'(f) \cong H(f)$. Contudo, se $P_i(f)$ possuir nulos espectrais, ou mesmo valores muito baixos em uma certa frequência (ou fora da banda do canal), o ruído será amplificado e a estimativa do canal não será eficiente. Por esse motivo, ao invés de se fazer a estimativa *zero-forcing* descrita acima, é mais eficiente combinar as duas técnicas propostas anteriormente. Assim, o receptor deve verificar se alguma componente de frequência de $P_i(f)$ está abaixo de um certo limiar definido anteriormente. Caso haja alguma componente nessa situação, é melhor descartá-la e definir um novo valor através de uma interpolação das amostras vizinhas. Dessa forma, embora o canal possa não ser eficientemente estimado naquela frequência, o ruído não será amplificado de forma descontrolada. O nível do limiar deve ser escolhido com cuidado, de modo a não permitir uma grande amplificação do ruído mas que também não cause um descarte de grande quantidade de amostras.

É importante apresentar um último esclarecimento sobre a estimação do canal. Visto que o sinal transmitido passa por vários componentes ao longo do trajeto de transmissão, o que se estima na verdade não é o valor do canal em si, mas uma resposta combinada de todos os componentes pelos quais o sinal passa após a inserção dos pilotos e antes da estimação do canal. Para ilustrar melhor essa afirmativa, considere o seguinte cenário. O transmissor gera um sinal digital $x(t)$ e o transmite, após a filtragem de transmissão, sobre uma canal com resposta ao impulso $h(t)$. O canal distorce o sinal,

logo o sinal que chega ao receptor é $d(t) = x(t) * h(t) * f(t)$, em que $f(t)$ é a resposta ao impulso do filtro. Geralmente usa-se um filtro casado no receptor com o intuito de remover o ruído fora da banda do sinal e maximizar a relação sinal-ruído. O sinal resultante no domínio da frequência se torna

$$G(f) = X(f)H(f)F^2(f), \quad (3.20)$$

em que $X(f)$, $H(f)$ e $F(f)$ são, respectivamente, as respostas em frequência do sinal original, do canal e do filtro casado. Idealmente, a estimativa perfeita do canal seria a que possibilitasse a relação $H'(f) = H(f)$. Mas, como o estimador de canal é incapaz de distinguir entre a influência do canal e a dos filtros, o que se tem na realidade é $H'(f) = H(f)F^2(f)$. Isso na prática não chega a ser um problema, pois a função dos filtros é eliminar o que estiver fora da banda do sinal, e como na estimativa do canal geralmente se trabalha com uma amostra por símbolo, nada será amplificado fora da banda do sinal ao se efetuar a equalização utilizando $H'(f)$.

3.7 Métodos de equalização

Conforme vimos no Capítulo 2, a dispersão modal causada por uma fibra multimodo pode causar interferência intersimbólica (ISI). Como a intensidade da dispersão modal aumenta linearmente com o comprimento da fibra, é razoável afirmar que fibras mais longas tendem a causar uma ISI mais severa. Quando essa dispersão é suficiente para fazer com que a duração do canal (ou seja, a diferença entre o atraso de propagação entre o modo mais lento e o mais rápido) seja da ordem do tempo de símbolo, a ISI tende a causar erros de detecção do sinal. Para esse cenário, técnicas de processamento digital de sinais se tornam necessárias, visto que a equalização do sinal no receptor pode eliminar ou reduzir quase que por completo a interferência intersimbólica, diminuindo drasticamente o número de erros de detecção.

O dever de um equalizador é tipicamente balancear a mitigação da interferência intersimbólica e a amplificação do ruído, visto que, para um canal com ruído aditivo, sinal adicionado de ruído passa pelo equalizador. Logo, isso pode causar um aumento no nível de potência do ruído. Equalizadores não-lineares geralmente causam um menor aumento de potência de ruído em relação aos equalizadores lineares, mas são mais complexos. Como este trabalho é focado em sistemas de baixo custo, nos concentraremos nos equalizadores lineares.

O processo de equalização pode ainda ser realizado no domínio do tempo ou da frequência. Quando comparada com a equalização no domínio do tempo (*time domain equalization* - TDE), a equalização no domínio da frequência (*frequency domain equa-*

lization - FDE) é geralmente computacionalmente mais eficiente para um canal com resposta suficientemente longa [21]. Com a FDE, é possível manter a complexidade dentro de um limite desejado com a escolha cuidadosa do tamanho da FFT³, e ela é independente do comprimento da resposta do canal. Por esses motivos, escolhemos utilizar a FDE neste trabalho. Contudo, a eficiência computacional da FDE vem ao custo do *overhead* causado pela adição do prefixo cíclico (explicado na Seção 4.2) ao quadro de bits de camada física, visto que é necessário que não haja interferência intersimbólica para que a equalização seja feita corretamente.

Uma exigência típica do processo de equalização no domínio da frequência é conhecer a resposta ao impulso ou resposta em frequência do canal. Por isso, o correto funcionamento do equalizador está usualmente atrelado ao desempenho do estimador de canal. Em condições normais, se comparado a um canal sem fio (*wireless*), o canal da fibra multimodo varia muito lentamente com o tempo (desde que a fibra permaneça em repouso), o que faz com que os coeficientes do equalizador não precisem ser atualizados constantemente.

Os equalizadores, além da classificação em lineares e não-lineares e em FDE e TDE, podem ser classificados como símbolo a símbolo (*symbol-by-symbol* - SBS) e estimadores de sequência (*sequence estimators* - SE). Os equalizadores SBS removem a interferência intersimbólica de cada símbolo individualmente. Todos os equalizadores lineares e alguns não-lineares são classificados como SBS. Já os SE detectam uma sequência de símbolos e equalizam todos juntos, logo a ISI faz parte do processo de estimação. Como exemplo, a estimação de sequência de máxima verossimilhança (*Maximum likelihood sequence estimation* - MLSE) é a técnica ótima para os equalizadores SE, mas é altamente complexa, sendo utilizada mais comumente apenas como referência ao limite superior de desempenho.

Nós consideraremos um equalizador implementado com um filtro de $N_{eq} = 2L_{eq} + 1$ *taps*:

$$F_{eq}(f) = \sum_{i=-L_{eq}}^{L_{eq}} \omega_i z^{-i}. \quad (3.21)$$

A complexidade permitida para o sistema limita o comprimento do equalizador N_{eq} , visto que esta variável é proporcional à complexidade do equalizador. Para um dado N_{eq} , o dever do equalizador é calcular os coeficientes $\{\omega_i\}_{i=-L_{eq}}^{L_{eq}}$ para uma dada resposta em frequência do canal e atualizá-los à medida que essa resposta varia. Como a métrica de desempenho normalmente utilizada é a probabilidade de erro de detecção,

³Como neste caso a equalização é feita no domínio da frequência, é necessário realizar uma FFT no sinal antes de equalizar e uma IFFT após a equalização.

a escolha ótima dos coeficientes seria a que permitisse minimizar essa probabilidade. Infelizmente, é muito difícil escolher os coeficientes segundo esse critério. Assim, uma escolha mais prática é escolher ω_i de modo a balancear a mitigação da interferência intersimbólica com a prevenção de amplificação de ruído.

Nesta seção, descreveremos dois equalizadores comumente utilizados: o equalizador *zero-forcing* (ZF) e o de mínimo erro quadrático médio (*minimum mean square error* - MMSE). O primeiro cancela toda a interferência intersimbólica, mas pode causar uma amplificação de ruído severa. O segundo minimiza o erro quadrático médio entre o símbolo transmitido e o recebido, na saída do equalizador, possibilitando uma melhor relação entre mitigação de ISI e amplificação do ruído. Esses equalizadores são utilizados por sua relativa facilidade de implementação no domínio da frequência, e são usualmente implementados após a conversão opto-elétrica, aproveitando componentes eletrônicos de baixo custo.

3.7.1 Equalizadores *zero-forcing*

Por definição, o equalizador *zero-forcing* (ZF) é aquele que remove toda a interferência intersimbólica do sinal em sua entrada. Sendo $H'(z)$ a resposta em frequência estimada do canal, o equalizador que realiza essa condição possui a seguinte resposta em frequência:

$$F_{ZF}(f) = \frac{1}{H'(f)}. \quad (3.22)$$

É importante observar que a Equação 3.22 equivale, para um canal de resposta finita, a um filtro de resposta ao impulso infinita (*infinite impulse response* - IIR). Por essa razão, não é possível implementar o equalizador ZF no domínio do tempo.

Considerando que o sinal que entra no equalizador é composto por uma parcela composta de sinal de dados corrompido pelo canal mais uma parcela de ruído ($Y(f) = X(f)H'(f) + N(f)$), a sequência resultante na saída do equalizador é

$$X'(f) = X(f) + \frac{N(f)}{H'(f)}. \quad (3.23)$$

A Equação 3.23 mostra que o sinal na saída do equalizador é composto pelo sinal original mais uma parcela de ruído. Caso $N(f)$ seja baixo e $H'(f)$ não possua componentes de frequência muito baixas, o sinal $X'(f)$ aproxima com precisão o sinal original $X(f)$ e $X'(f) \cong X(f)$. Contudo, se $H'(f)$ possuir um nulo espectral (ou seja, $H'(f_0) = 0$ para algum f_0) em alguma frequência dentro da banda do sinal $x(t)$, então a potência do ruído será infinita. Mesmo sem um nulo espectral, caso $H'(f)$ possua

valores muito baixos em alguma componente de frequência, o ruído $N(f)$ será amplificado nessa frequência. Nesses casos, mesmo que a interferência intersimbólica tenha sido totalmente eliminada, o desempenho do equalizador será ruim, visto que a relação sinal-ruído do sinal em sua saída será baixa. Por esse motivo, dizemos que a verdadeira função de um equalizador não é eliminar completamente a interferência intersimbólica, mas sim alcançar um compromisso entre mitigação de ISI e prevenção da amplificação do ruído. O equalizador que alcança esse objetivo com melhor eficiência é o MMSE, descrito a seguir.

3.7.2 Equalizadores MMSE

O equalizador de mínimo erro quadrado médio (MMSE), que é ótimo no critério MSE, tem o objetivo de minimizar o erro quadrático médio entre o símbolo transmitido d_k e a sua estimativa \hat{d}_k na saída do equalizador. Em outras palavras, escolhemos os coeficientes $\{\omega_i\}$ de modo a minimizar a função $E[d_k - \hat{d}_k]^2$. Como o equalizador é linear, a sua saída \hat{d}_k é uma combinação linear dos símbolos recebidos:

$$\hat{d}_k = \sum_{i=-L}^L \omega_i y[k - i]. \quad (3.24)$$

Assim, o problema de encontrar os coeficientes $\{\omega_i\}$ ótimos do filtro que satisfazem o critério MMSE pode ser solucionado com o uso de filtros de Wiener [60]. Para um canal altamente dispersivo como o da fibra multimodo, a equalização no domínio da frequência (*frequency domain equalization* - FDE) se torna atrativa. Isso acontece porque a dispersão modal espalha os símbolos transmitidos no tempo, o que, para altas taxas de dados, pode causar uma interferência intersimbólica severa mesmo para pequenas distâncias de transmissão. Nesse caso, quando comparada com a equalização no domínio (*time domain equalization* - TDE) do tempo, a FDE é geralmente computacionalmente mais eficiente se a resposta do canal for suficientemente longa [21]. Assim, uma implementação para a função de transferência do equalizador MMSE é [61]

$$F_{MMSE}(f) = \frac{H'(f)^*}{|H'(f)|^2 + SNR^{-1}}, \quad (3.25)$$

em que $*$ representa o complexo conjugado e SNR é a relação sinal-ruído na saída do filtro de recepção. Algumas observações importantes podem ser destacadas ao se analisar a Equação 3.25. Em primeiro lugar, o equalizador MMSE precisa ter uma estimativa da SNR no receptor para poder ser implementado. É possível obter essa estimativa, mas isso aumenta a complexidade do receptor em relação ao equalizador *zero-forcing*. Em segundo lugar, o equalizador MMSE mostra claramente um compromisso entre inverter o canal e amplificar o ruído: caso $H'(f)$ possua valores muito pequenos em

alguma frequência, o termo SNR no denominador impede que o canal seja completamente invertido, evitando uma amplificação descontrolada do ruído. Além disso, se a potência do ruído é pequena em relação à do sinal, o termo SNR^{-1} do denominador tende a zero e a função de transferência se resume a

$$F_{MMSE}(f) = \frac{H'(f)^*}{|H'(f)|^2} = \frac{1}{H'(f)}, \quad (3.26)$$

que é a mesma expressão do equalizador *zero-forcing*. Assim, para altos valores de SNR , ambos os equalizadores citados possuem desempenho semelhante e efetivamente invertem a resposta em frequência do canal. Pelos motivos mencionados, o equalizador MMSE tem um desempenho em relação à taxa de erro de bit superior ou pelo menos igual ao do equalizador *zero-forcing*, desde que a estimativa da SNR seja precisa. Por esse motivo, o ideal é utilizar o equalizador MMSE sempre que possível.

Capítulo 4 Sistema SC-FDE

4.1 Introdução

Neste capítulo, descreveremos o sistema óptico de portadora única com equalização no domínio da frequência (*single-carrier frequency-domain equalization* - SC-FDE) considerado neste trabalho. De forma a manter a simplicidade do sistema proposto em relação aos já existentes, utilizamos um formato de onda OOK para o sinal SC-FDE. Com o custo de um pouco mais de complexidade no receptor (por causa da equalização), conseguimos melhorar de forma significativa o desempenho do sistema em relação ao OOK simples (sem equalização). A Seção 4.2 descreve os princípios básicos da arquitetura do sistema SC-FDE proposto, incluindo descrições dos processos de equalização e de sincronismo. A Seção 4.3 apresenta os resultados de simulação obtidos. A Seção 4.4 apresenta resultados experimentais alcançados para esse sistema, obtidos pela transmissão sobre uma fibra real e processamento posterior (*offline*), e faz conclusões sobre os resultados do capítulo.

4.2 Arquitetura do sistema SC-FDE

A Figura 4.1 apresenta o diagrama de blocos do sistema de transmissão de portadora única. É possível perceber que o conceito básico da modulação SC com equalização no domínio da frequência é bastante similar ao da transmissão OFDM. O mesmo número de componentes é necessário, com a diferença que, neste caso, o bloco da IFFT é movido do transmissor para o receptor. Isso também significa que o sistema SC transmite os dados no domínio do tempo, enquanto que a OFDM os transmite no domínio da frequência. Assim, SC-FDE e OFDM possuem a mesma complexidade total em número de componentes, embora o transmissor daquele seja mais simples e o receptor mais complexo.

4.2.1 Transmissor

Conforme visto na Figura 4.1, primeiramente, no lado do transmissor, carregamos uma sequência binária de dados (neste trabalho, consideramos transmissão OOK) de tamanho N_b . Esta sequência é então quebrada em N_s blocos e cada um recebe um prefixo cíclico (*cyclic prefix* - CP), em que os últimos N_{CP} bits de cada bloco são repetidos no seu início, conforme mostrado na Figura 4.2. Cada bloco com prefixo cíclico forma um bloco SC-FDE. Portanto, cada bloco tem tamanho $S = \frac{N_b}{N_s} + N_{CP}$ e

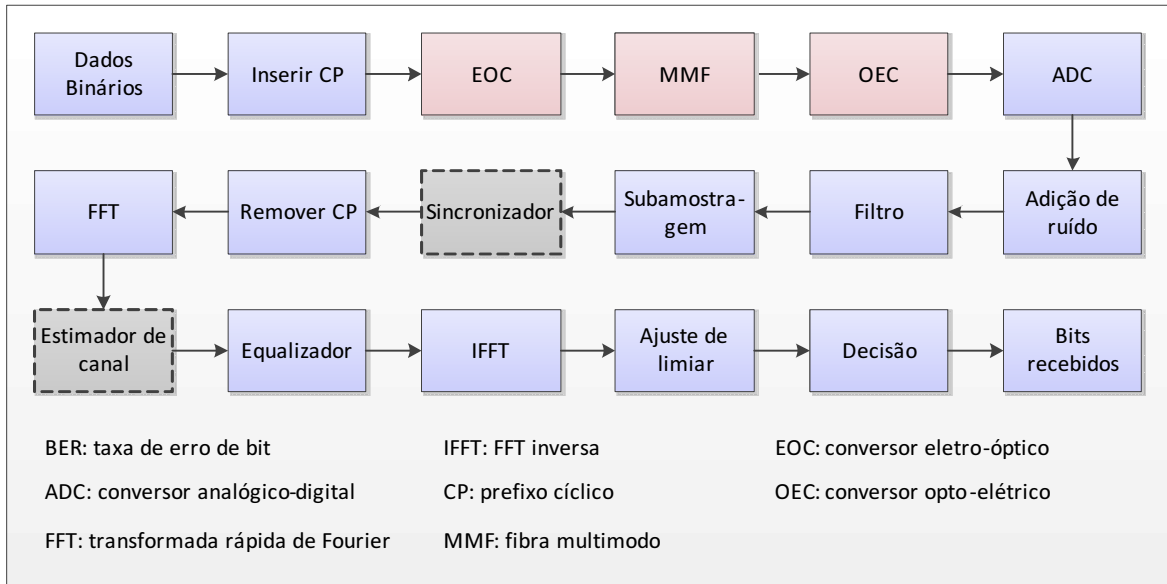


Figura 4.1: Diagrama em Blocos SC-FDE. As caixas azuis representam componentes elétricos, as vermelhas representam componentes ópticos e as cinzas representam operações efetuadas somente sobre blocos piloto e de sincronismo.

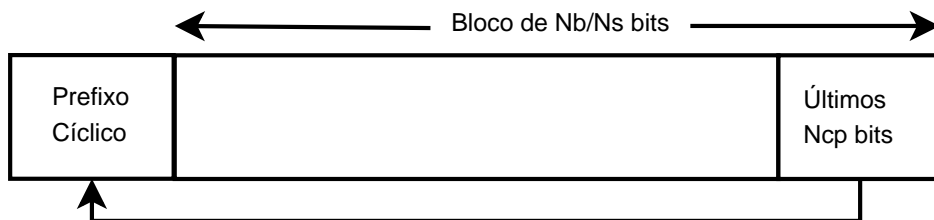


Figura 4.2: Adição do prefixo cíclico.

a sequência \mathbf{X} repassada ao transmissor possui tamanho $S \times N_s$. Dessa forma, insere-se um overhead no sinal transmitido. A adição do prefixo cíclico é feita para evitar interferência intersimbólica entre os blocos SC-FDE. Assim, para que a ISI seja evitada, é necessário que $T_{CP} > T_{ch}$, sendo que $T_{CP} = N_{CP}T_b$ é a duração temporal do prefixo cíclico, T_{ch} é o atraso diferencial do canal (ou seja, a diferença do tempo de propagação do modo mais lento para o mais rápido) e T_b é a duração temporal de um bit.

Os blocos de dados são alternadas com blocos piloto e blocos de sincronismo, que possuem cada um o mesmo tamanho de um bloco de dados. Para simplificar o receptor, o bloco de sincronismo é sempre transmitido após o bloco piloto, pois ambos são utilizados conjuntamente pelo algoritmo de sincronização de quadro proposto abaixo. Dessa forma, após a recepção de um bloco piloto, o receptor não precisa ficar em espera até que o bloco de sincronismo seja recebido, podendo iniciar o sincronismo de quadro imediatamente. A periodicidade de tais blocos é escolhida como o valor máximo para não se ter uma estimativa imprecisa do canal devido à sua variação temporal, e para não se perder a sincronização entre o transmissor e o receptor. Considerando que o bloco piloto é repetido a cada Δ_p blocos de dados, definimos um quadro¹SC-FDE como sendo a sequência formada por um bloco piloto, um bloco de sincronismo e Δ_p blocos de dados, o que resulta em um quadro de tamanho $K = (\Delta_p + 2)S$ bits.

Visto que determinadas sequências piloto permitem uma melhor estimativa do canal do que outras, a escolha da sequência correta é fundamental para o bom desempenho do sistema. Essa diferença ocorre por causa do método que utilizamos para estimar o canal - que descrevemos na Seção 4.2.3. Assim, simulamos várias sequências pseudoaleatórias e escolhemos a que possibilitou uma melhor estimativa do canal. De forma semelhante, o símbolo de sincronismo também precisa ser escolhido com cuidado. Como o processo de sincronismo de quadro descrito abaixo utiliza uma função de correlação cruzada entre o bloco recebido e o bloco original de sincronismo, é desejável que a sequência de sincronismo escolhida tenha lóbulos laterais baixos em sua função de autocorrelação.

Os blocos SC-FDE são, em seguida, convertidos para um sinal analógico pelo transmissor, que também faz a conversão eletro-óptica (EOC) e transmite o sinal óptico na fibra multimodo. Como a forma de onda utilizada é OOK, não é necessário o uso de um conversor digital-analógico (*digital-to-analog converter* - DAC) externo, o que permite reduzir o custo do transmissor. A filtragem de transmissão também fica a cargo do modulador.

¹O agrupamento de um bloco piloto, um de sincronismo e Δ_p blocos de dados forma um tipo de quadro de camada física. É importante não confundir esse quadro com algum outro de uma camada mais alta.

4.2.2 Receptor

No lado do receptor, faz-se a conversão opto-elétrica (OEC) e passamos o sinal para o conversor analógico-digital (ADC), o qual amostra a uma taxa maior que a taxa de bits. Em seguida, o circuito do receptor adiciona ruído térmico ao sinal. Após a adição de ruído, utilizamos um filtro de Butterworth com banda de 3 dB igual à taxa de bits do sinal, o que remove o ruído fora da banda do sinal. Em seguida, realizamos uma subamostragem do sinal, deixando-o com apenas uma amostra por bit e formando a sequência \mathbf{Y} , utilizada pelo sincronizador.

4.2.3 Sincronismo de quadro

O SC-FDE requer sincronismo de quadro, de modo a determinar a posição de início dos quadros na sequência recebida. Neste trabalho, implementamos o algoritmo de sincronismo da seguinte forma:

1. Fazemos um inteiro n ser igual a zero.
2. Retiramos uma janela \mathbf{W} de tamanho S bits do sinal recebido \mathbf{Y} nas posições $Y_n, Y_{n+1} \dots Y_{n+S-1}$.
3. Considerando que essa sequência é uma sequência piloto, estimamos a resposta do canal (descrevemos abaixo os métodos de estimação de canal e equalização que utilizamos).
4. Equalizamos os S bits subsequentes, $Y_{n+S}, Y_{n+S+1} \dots Y_{n+2S-1}$, que devem formar o bloco de sincronismo, utilizando a estimativa da resposta do canal calculada no passo anterior.
5. Fazemos a correlação cruzada do resultado do passo anterior com o bloco original de sincronismo, resultando na correlação instantânea C_n .
6. Incrementamos o valor de n em uma unidade.
7. Repetimos $S \times N_s + K - 1$ vezes os passos 2 a 6.

O resultado do algoritmo é o vetor de correlação \mathbf{C} de tamanho $S \times N_s + K$. A Figura 4.3a apresenta um exemplo de \mathbf{C} para uma transmissão *back-to-back* (ou seja, sem fibra) e taxa de dados de 8 Gb/s. É importante notar que, no caso sem filtragem, existem vários pontos de alta correlação, indicando que existe mais de uma posição possível para a janela que resulta em detecção ótima. Isso acontece por causa da redundância adicionada ao sinal pelo prefixo cíclico. Assim, existem $M + 1$ posições possíveis para a

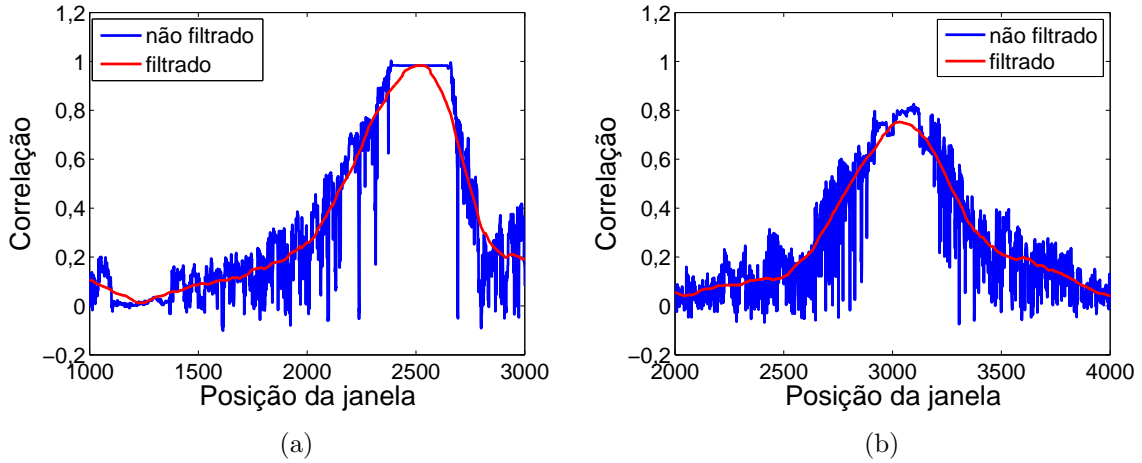


Figura 4.3: Correlação entre o bloco de correlação original e o esperado em relação à posição da janela para (a) transmissão *back-to-back* e (b) transmissão sobre fibra.

janela de detecção, em que M é o número de amostras do prefixo cíclico que não foram corrompidas pela dispersão modal. O algoritmo considera o n correto aquele em que a correlação instantânea C_n assume seu o valor máximo. Contudo, valores de correlação na borda do “platô” na Figura 4.3a podem também possuir valores perto do máximo, o que pode levar a erros de sincronismo. Nós resolvemos esse problema filtrando o vetor \mathbf{C} , conforme indicado na figura, de forma que o máximo ocorra sempre no centro do “platô”. A Figura 4.3b mostra o efeito da dispersão modal sobre o vetor de correlação. Neste caso, o “platô” mencionado anteriormente é distorcido, visto que a interferência entre blocos corrompeu grande parte do prefixo cíclico. Contudo, mesmo na presença de dispersão modal, o algoritmo claramente é capaz de encontrar o começo do quadro.

4.2.4 Estimativa de canal e equalização

Após o processo de sincronização, removemos o prefixo cíclico de cada bloco e convertemos o sinal para o domínio da frequência utilizando a transformada rápida de Fourier (FFT). O estimador de canal usa então os blocos piloto para estimar a dispersão modal que degrada o sinal óptico. Realizamos esse processo sempre que um bloco piloto é recebido. Estimamos a função de transferência do canal, conforme descrito na Seção 3.6, por

$$H'(f) = \frac{P_o(f)}{P_i(f)}, \quad (4.1)$$

em que $P_o(f)$ e $P_i(f)$ são as transformadas de Fourier dos blocos piloto recebido e transmitido, respectivamente, e $H'(f)$ é a estimativa de $H(f)$, a função de transferência do canal. De modo a evitar estimativas precárias ocasionadas por um eventual nulo

espectral de $P_i(f)$, utilizamos a Equação 4.1 para calcular uma resposta do canal intermediária apenas para componentes de frequência em que $P_i(f)$ não possui valor nulo. Em seguida, estimamos o valor do canal para as demais frequências por meio de uma interpolação da resposta do canal intermediária, conforme descrito na Seção 3.6.

Neste trabalho, nós investigamos o desempenho do equalizador MMSE e do *zero-forcing*, ambos implementados no domínio da frequência. Segundo a Seção 3.7, a função de transferência do equalizador *zero-forcing* é simplesmente o inverso da função de transferência do canal estimada:

$$F_{ZF}(f) = \frac{1}{H'(f)}, \quad (4.2)$$

e a função de transferência do equalizador MMSE no domínio da frequência é

$$F_{MMSE}(f) = \frac{H'(f)^*}{|H'(f)|^2 + SNR^{-1}}, \quad (4.3)$$

em que o sobrescrito $(.)^*$ representa o complexo conjugado e SNR é a relação sinal-ruído na saída do filtro de recepção. Assim que o sinal tenha sido equalizado, ele passa por uma transformada rápida de Fourier inversa (IFFT), que o converte novamente para o domínio do tempo.

4.2.5 Ajuste de limiar e decisão

Após o sincronismo de quadro e a equalização, o sistema realiza então o ajuste do limiar de decisão. Esse processo consiste em testar várias posições do limiar de decisão e escolher a que proporciona o melhor desempenho. Por último, sendo U_{opt} o limiar ótimo, fazemos a decisão simplesmente forçando o bit recebido a 1, caso ele seja maior que U_{opt} , ou forçando a 0, se ele for menor do que U_{opt} . Dessa forma, geramos os dados binários recebidos.

4.3 Resultados de simulação

De modo a avaliar o desempenho do sistema proposto, fizemos simulações reproduzindo os efeitos de uma transmissão real. Como é computacionalmente ineficiente calcular a BER por contagem direta de erros², ela pode ser calculada por [52]:

$$BER = Q\left(\frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}\right), \quad (4.4)$$

²Geralmente é necessário que ocorram cerca de 100 erros para estimar a BER de forma aceitável. Assim, é necessário, por exemplo, simular cerca de 10^{11} bits para estimar corretamente uma BER de 10^{-9} , o que é computacionalmente inviável.

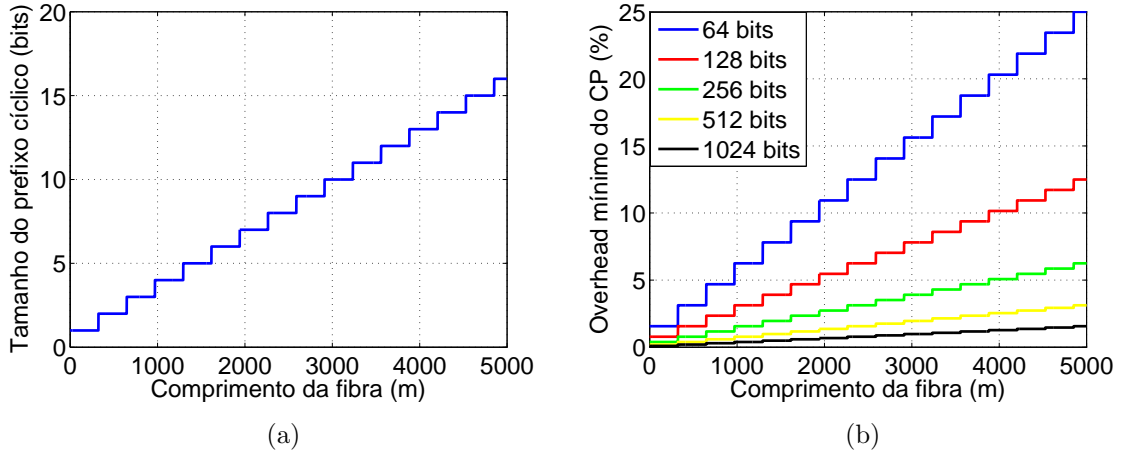


Figura 4.4: Na esquerda: tamanho do prefixo cíclico requerido para vários comprimentos de uma fibra OM3 e uma taxa de transmissão de 10 Gb/s. Na direita: overhead mínimo do prefixo cíclico para tamanhos de blocos de 64, 128, 256, 512 e 1024 bits.

em que I_1 e I_0 são as médias dos bits 1 e 0 recebidos, respectivamente, e σ_1 e σ_0 são os desvios padrões dos bits 1 e 0 recebidos. A função $Q(\cdot)$ é a conhecida função que calcula a integral da “cauda” de uma Gaussiana, e é dada por:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du. \quad (4.5)$$

A Equação 4.4 é comumente utilizada para estimar a BER de um sinal OOK, mas se torna imprecisa se a fonte de distorção dominante não tiver distribuição Gaussiana. Verificamos que, nos casos em que equalizamos o sinal, a Equação 4.4 se mostrou bastante precisa, visto que a equalização elimina grande parte da dispersão, permanecendo apenas ruído Gaussiano.

Consideramos uma taxa de transmissão variando de 5 a 10 Gb/s. Dessa forma, como a duração do bit é no mínimo de $T_b = 100$ ps, o tamanho do prefixo cíclico requerido para vários comprimentos de fibra é apresentado na Figura 4.4a, considerando um canal de largura de banda igual ao de uma fibra OM3 (veja Seção 2.2). O tamanho do prefixo cíclico apresentado na figura é o limite inferior para que não ocorra interferência intersimbólica. Conforme esperado, a curva segue a forma de uma “escada” crescente, refletindo os valores discretos que o tamanho do prefixo cíclico pode assumir. Assim, quanto maior a fibra, mais severa será a dispersão modal, espalhando cada bloco de bits em um intervalo de tempo cada vez maior.

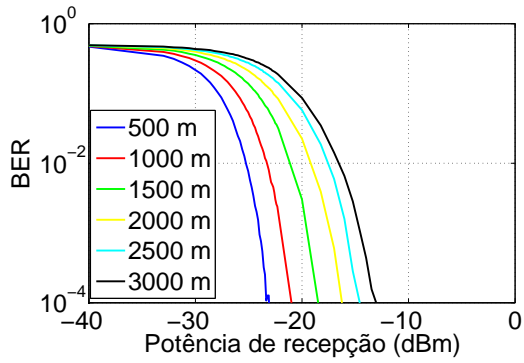
A Figura 4.4b mostra o overhead mínimo do bloco SC-FDE resultante da adição do prefixo cíclico, de modo que a condição da Figura 4.4a seja satisfeita. É possível perceber que, para distâncias da ordem de 1 km ou mais, o overhead requerido pode se tornar excessivamente grande para blocos de curta duração. Por essa razão, nós esco-

lhemos transmitir blocos SC-FDE de tamanho 1024 bits. Assim, o overhead causado pelo prefixo cíclico não se torna significativo. Além do mais, o bloco não se torna tão longo de forma a requerer um *buffer* de alta capacidade no receptor.

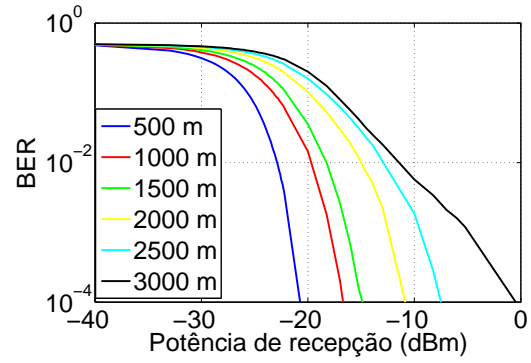
De modo a verificar se o sistema SC-FDE proposto apresenta desempenho superior ao de um OOK sem equalização e a validade dos modelos de simulação do canal propostos no Capítulo 2, verificamos primeiro o desempenho de um sinal OOK sem equalização para taxas de transmissão de 5 e 10 Gb/s. Para isso, fixamos o coeficiente de atenuação da fibra em 2,1 dB/km, que é um valor razoável em um sistema real operando em 850 nm [62]. Fizemos as simulações tanto para o modelo determinístico quanto para o modelo estatístico. O modelo de Cambridge foi omitido por ter sua validade restrita ao comprimento de onda de 1310 nm, que é diferente da janela de operação dos VCSELs de baixo custo utilizados neste trabalho. Para o modelo estatístico, consideramos um T_{DMD} de 0,33 ps/m, o que é um valor razoável para uma fibra OM3, independentemente das condições de lançamento [50]. Com este modelo, simulamos 1000 fibras e utilizamos nas simulações a que apresentou a menor largura de banda.

Consideramos apenas o ruído térmico e desprezamos o *shot*, visto que aquele deve ser dominante para um sistema sem pré-amplificação. Em todos os casos, mantivemos a potência do ruído constante. Para estimar a BER do sistema, o método mais eficiente é utilizar a Equação 4.4. Porém, como neste caso não há compensação da dispersão modal, a Equação 4.4 não deve estimar corretamente a BER do sistema, visto que a distorção predominante não é Gaussiana, o que faz com que essa equação não possa ser utilizada. Por esse motivo, estimamos a BER por uma contagem direta de erros, sobre uma sequência de 10^6 bits – o que em teoria possibilita uma boa estimativa para uma BER maior ou igual a 10^{-4} . A Figura 4.5 apresenta o resultado para o OOK. É possível perceber que, quando o modelo estatístico é utilizado, a fibra simulada degrada mais o sinal do que quando o modelo determinístico é utilizado, visto que foi possível transmitir a uma BER aceitável apenas 5 Gb/s em até 500 m de fibra usando aquele modelo. Isso confirma as conclusões do Capítulo 2 de que o modelo estatístico é um modelo de pior caso. Também verificamos que, conforme o esperado, à medida que se aumenta a taxa de transmissão, deve-se aumentar a potência de transmissão para manter a mesma BER.

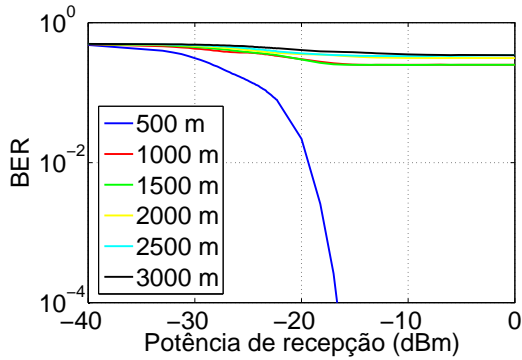
Em seguida, calculamos a taxa de erro de bit do sistema SC-FDE para taxas de transmissão de 5 e 10 Gb/s, com os mesmos parâmetros utilizados na simulação do sinal OOK. A BER foi estimada pela Equação 4.4. O resultado é apresentado na Figura 4.6. Verificamos que o sistema SC-FDE necessita de uma potência de recepção menor que a do OOK para atingir a mesma BER. Na taxa de transmissão de 5 Gb/s, por exemplo,



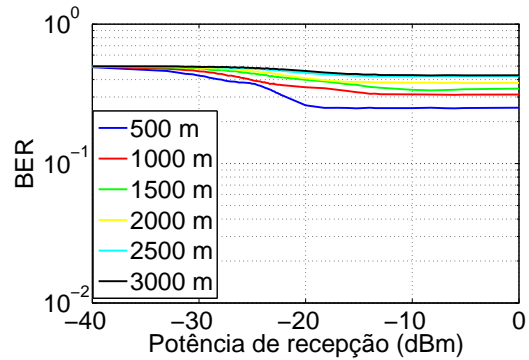
(a) Modelo determinístico e taxa de 5 Gb/s



(b) Modelo determinístico e taxa de 10 Gb/s



(c) Modelo estatístico e taxa de 5 Gb/s



(d) Modelo estatístico e taxa de 10 Gb/s

Figura 4.5: Taxa de erro de bit versus potência de recepção para um sistema OOK sem equalização e taxas de transmissão de 5 e 10 Gb/s. O canal foi modelado pelo modelo determinístico ou pelo estatístico.

o OOK necessita em média de uma potência 6 dB maior que a do SC-FDE. Já para a taxa 10 Gb/s, essa diferença em potência requerida aumenta ainda mais, chegando a mais de 15 dB de diferença para um canal de comprimento de 3000 m. Essa diferença na prática permite uma economia de energia por possibilitar a transmissão do sinal a um nível de potência mais baixo. Outra possibilidade seria manter a mesma potência de transmissão mas transmitir o sinal a uma taxa de transmissão mais alta.

A partir dos resultados apresentados, consideramos que a SC-FDE se mostrou uma alternativa interessante para o aprimoramento de interconexões ópticas de alto desempenho empregadas em data centers e supercomputadores, visto que os sistemas atuais que utilizam o formato OOK sem equalização apresentam desempenho inferior para a mesma potência de recepção. De modo a verificar se esses resultados se repetem em um sistema real, apresentamos na Seção a seguir alguns resultados obtidos utilizando dados experimentais.

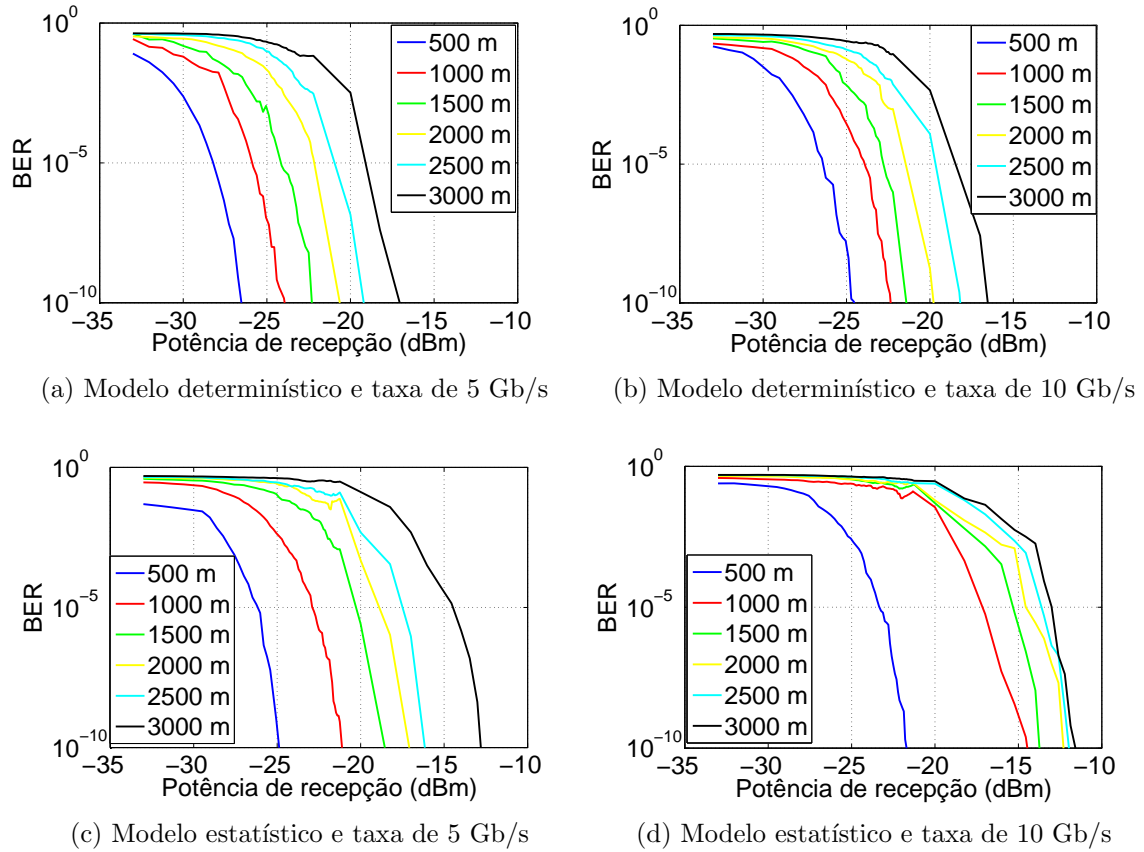


Figura 4.6: Taxa de erro de bit versus potência de recepção para o sistema SC-FDE e para taxas de transmissão de 5 e 10 Gb/s. O canal foi modelado pelo modelo determinístico ou pelo estatístico.

4.4 Configuração experimental e resultados

4.4.1 Configuração experimental

Para validar os resultados obtidos nas simulações, utilizamos equipamentos ópticos para produzir dados experimentais, para em seguida processá-los em modo *offline*. Para isso, enviamos uma sequência de bits pré-definida para a DTU Fotonik, na Dinamarca, que fizeram a parte experimental. A Figura 4.7 apresenta o esquemático do sistema experimental. Em primeiro lugar, eles carregaram a sequência que enviamos em um gerador de padrões de pulso (*pulse pattern generator* - PPG). A sequência possui 4 Mbits, contendo bits de dados, piloto e de sincronismo. Cada quadro contém um bloco piloto de 1076 bits, seguido por um bloco de sincronismo do mesmo tamanho e 68864 bits de dados, incluindo os prefixos cíclicos. O tamanho do prefixo cíclico utilizado em cada bloco é de 52 bits, adicionados a cada 1024 bits. A saída do PPG (que é um sinal elétrico) modula um VCSEL comercialmente disponível de banda 10 GHz na janela de 850 nm, utilizando um Bias T. A taxa de transmissão foi variada de 5 a 10 Gb/s em passos de 0,25 Gb/s, e a voltagem pico a pico (V_{p-p}) do sinal

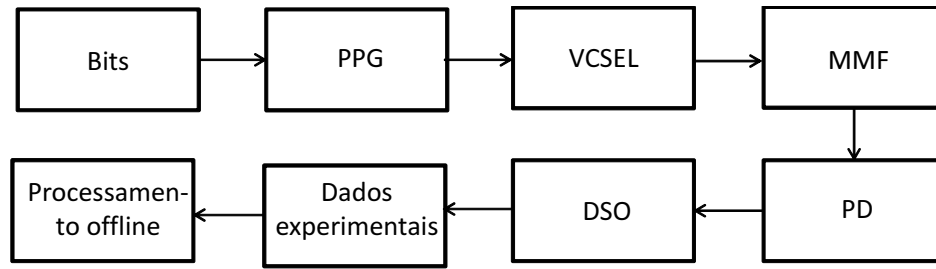


Figura 4.7: Configuração experimental.

foi fixada em 750 mV. O VCSEL, com uma corrente de limiar de 1 mA, foi mantido com a corrente de polarização em 6,5 mA por questões de desempenho. O valor médio quadrático (*root-mean-square* - RMS) da largura espectral do VCSEL é de 0,4 nm. O VCSEL transmitiu o sinal óptico em 2443 m de uma fibra multimodo OM3 de largura de banda modal efetiva (*effective modal bandwidth* - EMB) igual a 3300 MHz×km. A potência óptica de transmissão foi de -4,5 dBm e a de recepção de -9,0 dBm. Após a transmissão sobre a fibra, um fotodetector (*photodetector* - PD) de largura de banda igual a 10 GHz detectou o sinal, gerando um sinal elétrico. Em seguida, um osciloscópio de armazenamento digital (*digital storage oscilloscope* - DSO) de 40 GAmostras/s digitalizou o sinal fotodetectado em uma sequência de 60×10^6 amostras, que foi enviada de volta para nós para processamento digital de sinais (*Digital Signal Processing* - DSP) em modo *offline*. Reamostramos a sequência de dados experimentais para 4 vezes a taxa de transmissão para em seguida subamostrá-la, armazenando uma em cada quatro amostras. Assim, efetivamente reduzimos o sinal a uma amostra por bit. Por exemplo, para o sinal transmitido a 6 Gb/s, primeiro reamostramos a sequência recebida de 40 GAmostras/s para 24 GAmostras/s para em seguida manter uma a cada 4 amostras, o que resulta em uma sequência de 6 GAmostras/s. Definimos a melhor amostra dentre as quatro disponíveis no processo de subamostragem como aquele que resultou na maior correlação máxima no processo de sincronismo de quadro, descrito na Seção 4.2.3. O filtro de recepção utilizado foi um filtro de Butterworth com banda de 3 dB igual à taxa do sinal com uma amostra por bit.

4.4.2 Resultados experimentais

A Figura 4.8a mostra a resposta em frequência estimada do canal para uma transmissão de 5 Gb/s. Os picos e vales frequentes indicam que o ruído afeta fortemente a resposta em frequência estimada. Assim, alguma forma de suavização é necessária para se obter uma estimativa satisfatória. Para reduzir a influência do ruído na estimativa do canal, nós fizemos uma restrição da resposta ao impulso. Essa abordagem é comumente utilizada quando se sabe que a resposta ao impulso é limitada a uma

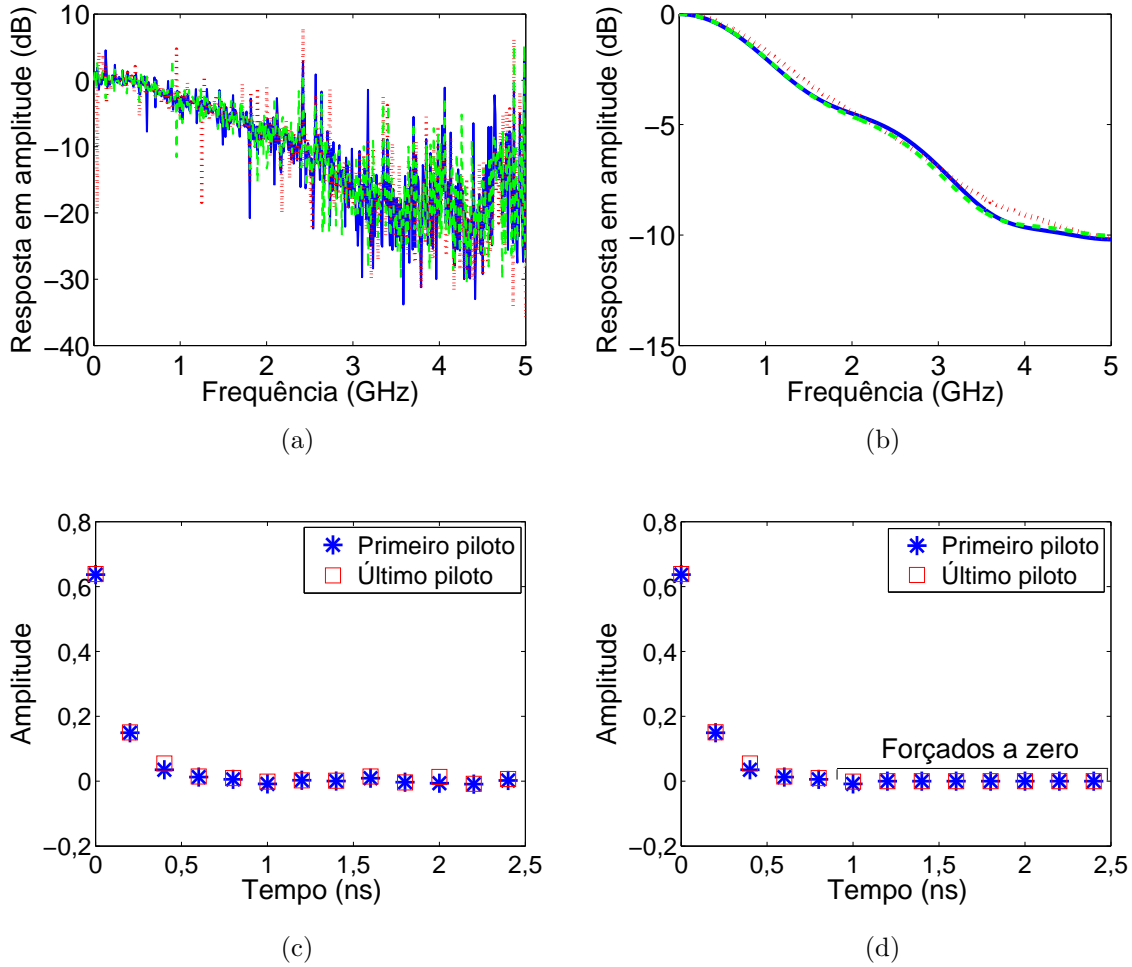


Figura 4.8: Na esquerda: resposta em frequência do canal (a) e resposta ao impulso (c) estimados antes da restrição da resposta ao impulso. Na direita: resposta em frequência do canal (b) e resposta ao impulso (d) estimados após da restrição da resposta ao impulso. Para as respostas em frequência, a linha azul se refere à estimativa do primeiro piloto, a linha vermelha à do piloto intermediário e a linha verde à do último piloto.

certa duração. Dessa forma, localizamos o maior ponto da resposta ao impulso e consideramos apenas os impulsos vizinhos em uma janela especificada. Se essa janela for especificada corretamente, os impulsos dominantes não serão eliminados e a estimativa do canal não perderá muita precisão. Contudo, uma janela especificada de forma deficiente pode resultar em estimativas do canal igualmente deficientes. As Figs. 4.8b e 4.8d mostram o resultado dessa técnica. No nosso experimento, nós utilizamos uma janela de tamanho igual a 5 amostras. Assim, removemos os picos espúrios da função de transferência estimada do canal, que se tornou mais suave, conforme mostra a Figura 4.8b. Podemos perceber também a partir desta figura que as respostas em frequência estimadas permaneceram estáveis entre o primeiro e o último pilotos armazenados para processamento *offline*, o que corresponde a um intervalo de tempo de $10 \mu\text{s}$.

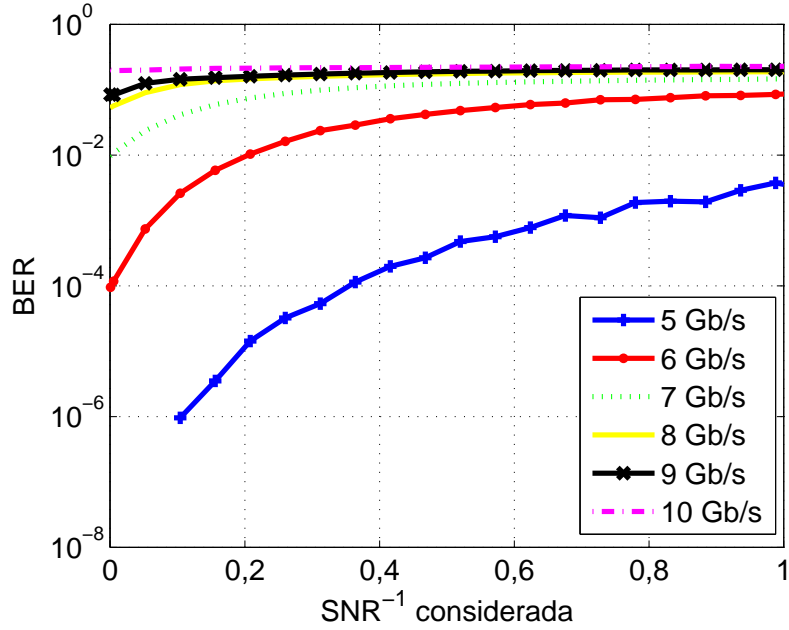


Figura 4.9: Desempenho do equalizador MMSE. Variamos o parâmetro SNR^{-1} da Equação 4.3 de zero até um e calculamos a BER para diversas taxas de transmissão. Mantemos a potência de recepção fixa em -9 dBm. Uma SNR^{-1} igual a zero torna o equalizador MMSE em um equalizador *zero-forcing*.

Também avaliamos a diferença em desempenho entre os equalizadores *zero-forcing* e MMSE. O equalizador MMSE requer conhecimento da SNR recebida, conforme indicado na Equação 4.3. Visto que é relativamente complicado estimar precisamente a variância do ruído no sistema experimental, variamos arbitrariamente o valor da SNR estimada e calculamos a taxa de erro de bit (BER) em cada caso. A Figura 4.9 apresenta os resultados. É possível perceber que, para todas as taxas de transmissão investigadas, a BER apresenta seu valor mínimo quando a SNR^{-1} considerada é zero, efetivamente transformando o equalizador MMSE em um equalizador *zero-forcing*. Assim sendo, nós observamos que ambos os equalizadores apresentaram desempenho similar. Essa conclusão está de acordo com os resultados obtidos pela Referência [63], e vem do fato de o ruído não ser expressivo nos casos considerados, e o desempenho é limitado pela dispersão modal.

Para comparar o desempenho da SC-FDE com uma transmissão OOK padrão, nós calculamos a taxa de erro de bit para diferentes taxas de transmissão considerando ambos os sistemas, conforme visto na Figura 4.10. Conforme esperado, o sistema SC-FDE exibiu melhor desempenho que o OOK em todos os casos, apresentando uma transmissão sem erros (para uma sequência de 4 Mbits) para taxas de transmissão inferiores a $5,5$ Gb/s. Os resultados mostram que a SC-FDE pode melhorar o desempenho de sistemas de curta distância atuais, que na maioria dos casos utilizam modulação OOK sem equalização.

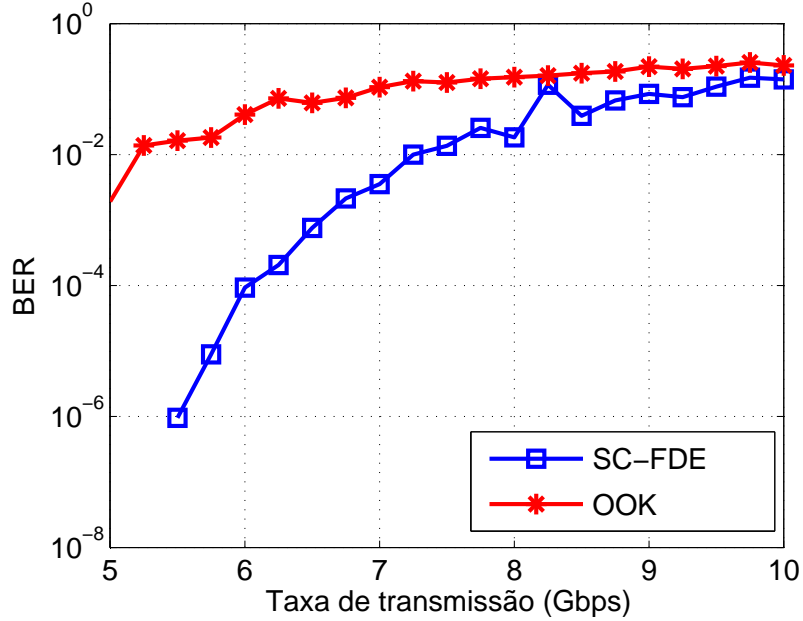


Figura 4.10: Taxa de erro de bit versus taxa de transmissão. Mantemos a potência de recepção fixa em -9 dBm.

É importante notar que, apesar de termos conseguido uma transmissão livre de erros para uma taxa de 5 Gb/s, a fibra utilizada tinha um comprimento de 2443 m, o que é muito maior do que o necessário para a maioria das aplicações de *data centers*. Considerando a dispersão modal como o efeito dominante de limitação de banda, nós acreditamos que uma taxa substancialmente maior que as aqui apresentadas seria factível utilizando uma fibra OM3 de aproximadamente 300 m, distância que é suficiente para a maioria das aplicações de curta distância. Contudo, outras deficiências, como a dispersão cromática, ruído modal, largura de banda do VCSEL e do receptor, possivelmente teriam um impacto maior no desempenho do sistema, e por isso devem ser investigadas cuidadosamente, principalmente para altas taxas de transmissão.

Com os resultados acima, nós demonstramos experimentalmente a viabilidade da SC-FDE para compensar a dispersão modal, o que, até o momento de publicação deste trabalho, é um resultado inédito. As simulações também comprovam a superioridade deste formato de modulação em relação ao OOK sem equalização, que é o mais utilizado atualmente. Concluimos que esses resultados são fortes indícios de que a SC-FDE é uma candidata promissora a ser considerada para os sistemas ópticos futuros.

Capítulo 5 Conclusão

Neste trabalho, primeiramente analisamos os fenômenos que ocorrem em uma fibra multimodo, de modo a identificar os que devem ser reproduzidos em uma simulação. Para se modelar um sistema de comunicação utilizando simulações numéricas, é importante utilizar um modelo de canal que reproduza de forma satisfatória as condições reais, visto que este será um fator que afetará diretamente o desempenho do sistema. Investigamos três modelos conhecidos na literatura: um determinístico, um estatístico e o modelo de Cambridge 108 *Fiber*. Mostramos que o modelo determinístico, na maioria dos casos, gera fibras com a maior largura de banda dentre todos os modelos, indicando que ele pode ser muito otimista na reprodução das imperfeições de uma fibra real. Por outro lado, o modelo estatístico se mostrou um modelo pessimista, visto que a largura de banda das fibras geradas por este modelo são significativamente menores que as geradas pelos outros modelos. O modelo de Cambridge cria respostas ao impulso com largura de banda intermediária entre os outros modelos, mas essa banda pode variar muito entre uma fibra e outra.

Sugerimos então que o modelo de Cambridge é o mais indicado, já que reproduz fibras reais. Quando ele não puder ser utilizado, sugerimos como alternativa utilizar o modelo estatístico e trabalhar com uma largura de banda alvo que corresponde a algum padrão (OM1, OM2, OM3, etc), e assim garantir que o sistema funcione para um determinado tipo de fibra. Trabalhos futuros nessa área podem incluir análises para outros comprimentos de onda e condições de lançamento.

Na segunda parte deste trabalho, propusemos e demonstramos experimentalmente e por meio de simulações o uso da SC-FDE com modulação OOK para mitigação da dispersão intermodal em sistemas ópticos de curta distância. Nos experimentos, obtivemos uma transmissão livre de erros (para uma sequência de 4 Mbits) para uma taxa de 5 Gb/s sobre 2443 metros de fibra OM3, o que é um resultado inédito de demonstração experimental da viabilidade do uso da SC-FDE para fibras multimodo. Assim, acreditamos que a SC-FDE é uma alternativa de baixo custo promissora que possibilita transmissões multigigabit em fibras multimodo utilizando VCSELs em 850 nm, modulação OOK e detecção direta. Trabalhos futuros nesta área podem incluir códigos corretores de erros (*forward error correction* - FEC) na análise e taxas de transmissão mais altas.

Referências Bibliográficas

- [1] BARKER, K. J. Entering the Petaflop era: The architecture and performance of roadrunner. *Proc. of International Conference for High Performance Computing, Networking, Storage and Analysis*, 2008.
- [2] VAHDAT, A. et al. The emerging optical data center. *Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, p. 1 – 3, 2011.
- [3] RYLYAKOV, A. V. et al. A 24-channel 300 Gb/s 8.2 pJ/bit full-duplex fiber-coupled optical transceiver module based on a single “holey” CMOS IC. *Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, 2010.
- [4] PEPELJUGOSKI, P. et al. Low power and high density optical interconnects for future supercomputers. *Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, 2010.
- [5] ARONSON, L.; BUCKMAN, L. Guide to HP Labs ROFL-OFL Fiber Measurements From 12-15-97 to 12-19-97. 2004. Disponível em: <<http://www.ieee802.org/3/z/mbi/index/html>>.
- [6] RADDATZ, L. et al. An experimental and theoretical study of the offset launch technique for the enhancement of the bandwidth of multimode fiber links. *Journal of Lightwave Technology*, v. 16, p. 324 – 331, 1998.
- [7] YAM, S. S. H. et al. 40 Gb/s transmission over 140 m 62.5 μm multimode fiber using polarization controlled launch. *Proc. of Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, v. 1, 2004.
- [8] BUCKMAN, L. A. et al. Demonstration of a small-form-factor WWDM transceiver module for 10-Gb/s local area networks. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 14, p. 702 – 704, 2002.
- [9] INGHAM, J. D. et al. Electronic equalisation for length extension of x2 to x3 in 10 Gbit/s multimode-fibre datacommunication links. *Electronics Letters*, v. 40, p. 1437 – 1439, 2004.

- [10] WESTBERGH, P. et al. 40 Gbit/s error-free operation of oxide-confined 850 nm VCSEL. *Electronics Letters*, v. 46, p. 1014 – 1016, 2010.
- [11] HOFMANN, W. et al. 44 Gb/s VCSEL for optical interconnects. *Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, p. 1 – 3, 2011.
- [12] TANG, J. M.; LANE, P. M.; SHORE, K. A. Transmission performance of adaptively modulated optical OFDM signals in multimode fiber links. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 18, p. 205 – 207, 2006.
- [13] BENLACHTAR, Y. et al. Generation of optical OFDM signals using 21.4 GS/s real time digital signal processing. *Optics Express*, v. 17, 2009.
- [14] GIDDINGS, R. P. et al. Experimental demonstration of a record high 11.25 Gb/s real-time optical OFDM transceiver supporting 25 km SMF end-to-end transmission in simple IMDD systems. *Optics Express*, v. 18, 2010.
- [15] CZYLWIK, A. Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization. *Proc. of Vehicular Technology Conference*, p. 865 – 869, 1997.
- [16] BENVENUTO, N.; TOMASIN, S. On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feedforward filter. *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, p. 947 – 955, 2002.
- [17] GUSMAO, A. et al. Comparison of two modulation choices for broadband wireless communications. *Proc. of Vehicular Technology Conference*, v. 2, p. 1300 – 1305, 2000.
- [18] MYUNG, H. G.; LIM, J.; GOODMAN, D. J. Single carrier FDMA for uplink wireless transmission. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, v. 1, p. 30 – 38, 2006.
- [19] HORLIN, F. et al. OFDM vs. single-carrier: a realistic multi-antenna comparison. *Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, v. 4, p. iv-753 – iv-756, 2004.
- [20] SARI, H.; KARAME, G.; JEANCLAU, I. An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for mobile radio applications. *Proc. of the Globecom*, p. 1 – 5, 1994.
- [21] FALCONER, D. et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, v. 40, p. 58 – 66, 2002.

- [22] SZCZERBA, K. et al. 30 Gbps 4-PAM transmission over 200m of MMF using an 850 nm VCSEL. *Proc. of European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, p. 1 – 3, 2011.
- [23] INGHAM, R. V. P. J. D.; WHITE, I. H. 10 Gb/s & 20 Gb/s extended-reach multimode-fiber datacommunication links using multilevel modulation and transmitter-based equalization. *Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, p. 1 – 3, 2008.
- [24] INGHAM, J. D. et al. 32 Gb/s Multilevel Modulation of an 850 nm VCSEL for Next-Generation Datacommunication Standards. *Proc. of Conference on Lasers and Electro-Optics*, p. 1 – 2, 2011.
- [25] WATANABE, D.; ONO, A.; OKAYASU, T. CMOS Optical 4-PAM VCSEL Driver with Modal-Dispersion Equalizer for 10Gb/s 500m MMF Transmission. *Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference*, p. 106 – 107, 2009.
- [26] SZCZERBA, K. et al. 37 Gbps transmission over 200 m of MMF using single cycle subcarrier modulation and a VCSEL with 20 GHz modulation bandwidth. *Proc. of European Conference on Optical Communication*, p. 1 – 3, 2010.
- [27] BARROS, D. J. F.; KAHN, J. M. Comparison of Orthogonal Frequency Division Multiplexing and ON-OFF Keying in Direct Detection Multimode Fiber Links. *Journal of Lightwave Technology*, v. 29, p. 2299 – 2309, 2011.
- [28] JIN, X. Q. et al. Statistical Investigations of the Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode Fiber Links. *Journal of Lightwave Technology*, v. 16, n. 18, p. 3216–3224, 2008.
- [29] GIDDINGS, R. P. et al. Demonstration of Real-Time Multi-Gigabit Optical OFDM Modems for Access Networks. *Proc. of Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP)*, p. 1 – 2, 2009.
- [30] RENWEI, W. et al. Research on Adaptive Modulation Algorithm of Multimode Fiber Communication System Using Coherent Optical OFDM. *Proc. of International Conference on Communications and Mobile Computing (CMC)*, v. 2, p. 26 – 29, 2010.
- [31] BENLACHTAR, Y. et al. Optical OFDM for the data center. *Proc. of International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, p. 1 – 4, 2010.
- [32] JOLLEY, N. E. et al. Generation and propagation of a 1550 nm 10 Gb/s Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexed signal over 1000m of Multimode fibre

- using a directly modulated DFB. *Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, v. 5, 2005.
- [33] TANG, J. M.; SHORE, K. A. Transmission Performance Maximization of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in MMF Based Links Using Optimum Analogue-to-Digital Converters. *Proc. of Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference*, p. 1 – 3, 2007.
- [34] GIACOUMIDIS, E.; TANG, J. M. Improved transmission performance of Adaptively Modulated Optical OFDM signals over MMFs using adaptive cyclic prefix. *Proc. of Joint conference of the Opto-Electronics and Communications Conference, and the Australian Conference on Optical Fibre Technology*, p. 1 – 2, 2008.
- [35] ZHAO, J.; ELLIS, A. D. A novel optical fast OFDM with reduced channel spacing equal to half of the symbol rate per carrier. *Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, p. 1 – 3, 2010.
- [36] LEI, C. et al. A 10Gb/s DFT based fast optical OFDM scheme with double spectral efficiency. *Proc. of Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, p. 1 – 2, 2011.
- [37] IBRAHIM, S. K. et al. Demonstration of world-first experimental optical Fast OFDM system at 7.174Gbit/s and 14.348Gbit/s. *Proc. of European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, p. 1 – 3, 2010.
- [38] GIACOUMIDIS, E. et al. Experimental and Theoretical Investigations of Intensity-Modulation and Direct-Detection Optical Fast-OFDM over MMF-links. *IEEE Photonics Technology Letters*, p. 1 – 3, 2011.
- [39] GIACOUMIDIS, E.; TOMKOS, I.; TANG, J. M. Performance of Optical Fast-OFDM in MMF-Based Links. *Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, p. 1 – 3, 2011.
- [40] TOP500 Supercomputer Sites. 2012. Disponível em: <<http://www.top500.org/>>.
- [41] [HTTP://WWW.INFINIBANDTA.ORG/](http://WWW.INFINIBANDTA.ORG/).
- [42] AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3. ed. Rocheste, NY: John Wiley and Sons, 2002.
- [43] BOTACCHI, S. *Multi-Gigabit Transmission over Multimode Optical Fibre*. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England: John Wiley and Sons, 2006.

- [44] AMPHAWAN, A. et al. Derivation of an Analytical Expression for the Power Coupling Coefficient for Offset Launch Into Multimode Fiber. *Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 6, p. 861 – 869, mar. 2010.
- [45] CAMBRIDGE, U. of. <http://iee802.org/3/aq/public/tools/108fiberModel/>.
- [46] GRADSHTEYN, I. S.; RYZHIK, I. M. Tables of Integrals, Series and Products. *Academic Press Inc*, p. xiv+1086, 1965.
- [47] WEBSTER, M.; WHITE, L. R. I. H.; CUNNINGHAM, D. G. A statistical analysis of conditioned launch for gigabit Ethernet links using multimode fiber. *Journal of Lightwave Technology*, v. 17, p. 1532 – 1541, 1999.
- [48] KANPRACHAR, S.; JACOBS, I. Diversity coding for subcarrier multiplexing on multimode fibers. *IEEE Transactions on Communications*, v. 51, p. 1546 – 1553, 2003.
- [49] SUN, Y. et al. Experimental and theoretical study of a 10 Gb/s multi-mode fiber link with connection offsets. *Proc. of Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, v. 2, p. 1345 – 1347, 2005.
- [50] PEPELJUGOSKI, P. Development of system specification for laser-optimized 50- μm multimode fiber for multigigabit short-wavelength LANs. *Journal of Lightwave Technology*, p. 1256 – 1275, 2003.
- [51] V40-850C data sheet. 2011. Disponível em: <http://www.v-i-systems.com/_data/V40-850Cdatasheet.pdf>.
- [52] RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K. N.; SASAKI, G. H. *Optical Networks a Practical Perspective*. 3. ed. 30 Corporate Drive, Suite 400, Burlington, MA 01803, USA: Morgan Kaufmann, 2010.
- [53] SKLAR, B. *Digital Communications Fundamentals and Applications, Second Edition*. Upper Saddle River, New Jersey 07458: Prentice Hall, 2001.
- [54] SCHOTTEN, H. D.; LUKE, H. D. On the search for low correlated binary sequences. *International Journal of Electronics and Communications*, v. 59, p. 67 – 78, 2005.
- [55] BARKER, R. H. *Group synchronization of binary digital systems*. Butterworth, London: Academic, New York, 1953.
- [56] LINDNER, J. Binary sequences up to length 40 with best possible autocorrelation function. *Electronics Letters*, v. 11, p. 507, 1975.

- [57] COHEN, M. N.; FOX, M. R.; BADEN, J. M. Minimum peak sidelobe pulse compression codes. *Proc. of International Radar Conference*, p. 633 – 638, 1990.
- [58] COXSON, G.; RUSSO, J. Efficient exhaustive search for optimal-peak-sidelobe binary codes. *Proc. of IEEE Radar Conference*, p. 438 – 443, 2004.
- [59] NUNN, C. J.; COXSON, G. E. Best-known autocorrelation peak sidelobe levels for binary codes of length 71 to 105. *Proc. of IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 44, p. 392 – 395, 2008.
- [60] GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. UPH, Shaftesbury Road, Cambridge, CB2 8BS, United Kingdom: Cambridge University Press, 2005.
- [61] MERCHED, R. On OFDM and single-carrier frequency-domain systems based on trigonometric transforms. *IEEE Signal Processing Letters*, v. 13, p. 473 – 476, 2006.
- [62] NASU, H. Short-Reach Optical Interconnects Employing High-Density Parallel-Optical Modules. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 16, p. 1337 – 1346, 2010.
- [63] WOLF, M. et al. Block transmission with linear frequency domain equalization for dispersive optical channels with direct detection. *Proc. of International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, p. 1 – 8, 2010.