

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Equalização na Frequência para Sistemas de Comunicações  
Ópticas de Curta Distância com Detecção Direta**

**Celio Ken-Ichi Hosaka de Vasconcelos**

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

**BRASÍLIA/DF: Maio - 2014.**

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Equalização na Frequência para Sistemas de Comunicações  
Ópticas de Curta Distância com Detecção Direta

CELIO KEN-ICHI HOSAKA DE VASCONCELOS

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. André Noll Barreto, Dr. (ENE-UnB)  
(Orientador)

---

Prof. Leonardo Aguayo, PhD. (FGA-UnB)  
(Examinador Interno)

---

Prof. Rodrigo Caiado de Lamare, PhD. (PUC-RIO)  
(Examinador Externo)

BRASÍLIA/DF, 12 DE MAIO DE 2014.

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

VASCONCELOS, CELIO KEN-ICHI HOSAKA DE

Equalização na Frequência para Sistemas de Comunicações Ópticas de Curta Distância com Detecção Direta

[Distrito Federal] 2014.

xvii, 82p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2014).

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**

VASCONCELOS, C. K. H. (2014). Equalização na Frequência para Sistemas de Comunicações Ópticas de Curta Distância com Detecção. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM - 567/14, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 82p.

## **CESSÃO DE DIREITOS**

NOME DO AUTOR: Celio Ken-Ichi Hosaka de Vasconcelos.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: Equalização na Frequência para Sistemas de Comunicações Ópticas de Curta Distância com Detecção Direta.

GRAU / ANO: Mestre / 2014

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.

---

Celio Ken-Ichi Hosaka de Vasconcelos  
AOS 06, Bloco E, apartamento 502, Octogonal  
70.660-065 Brasília - DF - Brasil.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos meus orientadores pela oportunidade e pelos ensinamentos, aos colegas de projeto pelo trabalho em equipe, aos companheiros de laboratório pelo convívio e compartilhamento de conhecimentos, aos amigos e, principalmente, à família pelo incentivo e compreensão que foram essenciais ao longo deste período.

## **Trabalhos Publicados pelo Autor**

Vasconcelos, C.K.H.; Pivato, L.A.; Barreto, A.N.; Mello, D.A.A.; Simoes, F.D.; Oliveira, J.C.R.F., “Optical transmission of SC-FDE signals over multimode experimental channels,” Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International , vol. 1, no. 5, pp. 4-7 Aug. 2013.

## RESUMO

Em virtude da elevada quantidade de enlaces ópticos existentes em *data centers*, componentes de baixo custo são cruciais. Neste contexto, uma solução popularmente adotada consiste no uso de *lasers* VCSELS (*vertical cavity surface emitting lasers*), fibras multimodo e detecção direta. Com a contínua necessidade de aumento nas taxas de transmissão, novas soluções para mitigação da dispersão modal, causada pelas fibras multimodo, se tornam necessárias. Sistemas OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) e SC-FDE (*single carrier with frequency domain equalization*) surgem como alternativas promissoras devido à eficácia no combate à interferência intersimbólica por meio de equalização simplificada. Neste trabalho, faz-se uma análise de desempenho comparativa entre ambos os sistemas considerando um canal Gaussiano teórico e estimativas de canais experimentais obtidas de fibras multimodo de diferentes comprimentos.

Em sistemas ópticos de curta distância com modulação OFDM, o processo de modulação é uma importante fonte de não-linearidades. Este trabalho analisa computacionalmente a técnica de pré-distorção com a finalidade de mitigação destas não-linearidades. Além disso, propõe-se o estudo da otimização da função de linearização utilizada no processo de pré-distorção do sinal em função da eficiência de inclinação do *laser*. Ainda no contexto de sistemas ópticos com detecção direta, as técnicas *asymmetrically-clipped* OFDM (AC-OFDM) e *pulse-amplitude modulated* OFDM (PAM-OFDM) apresentam menor gasto em potência em troca da perda de eficiência espectral. Neste trabalho, um algoritmo de decodificação combinada seletiva, capaz de prover o um ganho teórico de até 3 dB, é proposto para a técnica PAM-OFDM.

Para a comunicação em *data centers*, protocolos de interconexão de alta velocidade baseados em estruturas de quadro são utilizados. Neste trabalho, propõe-se o uso de palavras de referência para os sistemas OFDM e SC-FDE como método de sincronização de quadro.

## ABSTRACT

Due to the huge amount of optical links in data centers, low cost components are mandatory. In this scenario, a popular solution is composed of vertical cavity surface emitting lasers (VCSELs), multimode fibers and direct detection. With the continuous growth of transmission rate, new solutions for modal dispersion, caused by multimode fibers, became necessary. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and single carrier with frequency domain equalization (SC-FDE) systems appear as promising techniques due to their effectiveness to mitigate modal dispersion and due to their low complexity equalization process. In this work, a power analysis of both systems is done considering a theoretical Gaussian channel and experimental channels estimates of multimode fibers with different lengths.

In short-reach OFDM optical systems, the modulation process is an important source of non-linearities. In order to mitigate the non-linear effects, a pre-distortion technique is computationally analysed in this work. Furthermore, an optimization study of the linearisation function, used in the pre-distortion technique, as a function of the slope efficiency of the laser, is proposed. Still in direct-detection optical systems scenario, the asymmetrically-clipped OFDM (AC-OFDM) and pulse-amplitude modulated OFDM (PAM-OFDM) techniques present lower power consumption in trade-off losing spectral efficiency. In this work, a combining decoding algorithm, capable of providing a theoretical gain of up to 3 dB, is proposed for the PAM-OFDM technique.

For data center communications, high-speed interconnection standards based in frame structures are used. In this work, a synchronization method through reference words is proposed for OFDM and SC-FDE systems.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Revisão bibliográfica . . . . .	3
1.2	Contribuições e organização do trabalho . . . . .	6
<b>2</b>	<b>Sistemas IM/DD</b>	<b>9</b>
2.1	Sistemas OFDM . . . . .	10
2.1.1	Técnicas DMT . . . . .	13
2.1.2	Equalização no domínio da frequência . . . . .	20
2.1.3	Mitigação de desvanecimento por subportadora . . . . .	21
2.2	Sistemas SC-FDE . . . . .	23
2.2.1	Equalização no domínio da frequência . . . . .	25
<b>3</b>	<b>Análise de Penalidade de Potência</b>	<b>26</b>
3.1	Sistema óptico IM/DD . . . . .	26
3.2	Derivação analítica de curvas de penalidade . . . . .	26
3.3	Configuração de simulação . . . . .	28
3.3.1	Configuração de referência . . . . .	28
3.3.2	Configuração DMT . . . . .	29
3.3.3	Configuração SC-FDE . . . . .	32
3.3.4	Resultados . . . . .	33
3.4	<i>Bit loading</i> (DMT) . . . . .	35
<b>4</b>	<b>Canais Experimentais</b>	<b>41</b>
4.1	Estimação dos canais experimentais . . . . .	41
4.2	Resultados com <i>power loading</i> (DMT) . . . . .	43
4.3	Resultados com <i>bit loading</i> (DMT) . . . . .	47
<b>5</b>	<b>Modulador de Intensidade</b>	<b>52</b>
5.1	Modelo do modulador de intensidade . . . . .	52
5.2	Técnica de pré-distorção . . . . .	54
5.3	Modelo de sistema DMT . . . . .	55



5.4	Resultados . . . . .	57
<b>6</b>	<b>Decodificação Combinada (PAM-DMT)</b>	<b>61</b>
6.1	Combinação de diversidade utilizando a NLCD . . . . .	61
6.1.1	Diversidade de fase e quadratura . . . . .	62
6.1.2	Algoritmo de combinação de diversidade . . . . .	63
6.2	Resultados . . . . .	65
<b>7</b>	<b>Sincronismo</b>	<b>67</b>
7.1	Quadro . . . . .	68
7.2	Estimação de canal . . . . .	69
7.3	Sincronismo de quadro . . . . .	69
7.3.1	Resultados . . . . .	70
<b>8</b>	<b>Conclusão</b>	<b>76</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>78</b>

## Lista de Tabelas

3.1	Constantes de probabilidade de corte $k_{clip}$ . . . . .	28
3.2	Conjunto discreto $R_{qk}$ . . . . .	36
4.1	Frequência de corte $f_c$ das estimativas de canais experimentais. . . . .	41
7.1	Constante $Q_{otm}$ para a técnica DC-DMT. . . . .	72
7.2	Constante $Q_{otm}$ para a técnica AC-DMT. . . . .	73
7.3	Constante $Q_{otm}$ para a técnica PAM-DMT. . . . .	73

## Lista de Figuras

2.1	Diagrama em blocos de um sistema óptico genérico. . . . .	9
2.2	Exemplo de modulação direta. . . . .	9
2.3	Exemplo de ISI entre blocos consecutivos de dados. . . . .	10
2.4	Adição do prefixo cíclico. . . . .	12
2.5	Diagrama em blocos de um sistema OFDM IM/DD. . . . .	13
2.6	Obtenção do sinal DC- <i>biased</i> DMT unipolar: a) $x_n$ , b) $[x_n]_c$ para o <i>sufficiently-biased</i> DMT e c) $[x_n]_c$ para o <i>optimally-biased</i> DMT. . . .	15
2.7	Constelação 4-QAM antes (cruzes vermelhas) e depois do ceifamento do sinal (pontos azuis) para: a) <i>sufficiently-biased</i> DMT, b) <i>fixed-biased</i> DMT com $I_{DC}$ fixado em um valor baixo e c) <i>optimally-biased</i> DMT. .	16
2.8	Exemplo de um sinal AC-DMT anti-periódico. . . . .	17
2.9	Exemplo de um sinal PAM-DMT anti-periódico. . . . .	19
2.10	Diagrama em blocos de um sistema SC-FDE IM/DD. . . . .	24
3.1	Diagrama em blocos do sistema de referência NRZ-OOK. . . . .	29
3.2	Diagrama em blocos genérico de simulação de um sistema DMT. . . . .	29
3.3	Deslocamento temporal do canal. . . . .	30
3.4	Constelações recebidas sem a compensação de fase: a) DC-DMT (4-QAM), c) AC-DMT (4-QAM) e e) PAM-DMT (4-PAM). Constelações recebidas com as fases compensadas: b) DC-DMT (4-QAM), d) AC-DMT (4-QAM) e f) PAM-DMT (4-PAM). . . . .	31
3.5	Diagrama em blocos genérico de simulação de um sistema PAM-FDE. .	33
3.6	Penalidade de potência: a) AC-DMT, b) PAM-DMT, c) DC-DMT e d) PAM-FDE. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Estrelas: curva obtida por meio de simulação considerando um canal Gaussiano. . . . .	34
3.7	Penalidade de potência mínima $\delta P_{min}$ para cada valor $R_b/f_c$ . Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Marcadores: indicam curva obtida por meio de simulação considerando um canal Gaussiano. . . . .	35

3.8	Alocação de bits, para o DC-DMT, nas subportadoras de dados para o canal Gaussiano com frequências de corte iguais a: a) $R_b/f_c = 0.5$ e b) $R_b/f_c = 10$ . . . . .	37
3.9	<i>Bit loading</i> de dois níveis, para o DC-DMT, considerando: a) $N$ fixo e b) $N_c$ fixo. . . . .	37
3.10	Erro quadrático médio entre $R_k$ e $R_{qk}$ , para o DC-DMT, em função de $R_b/f_c$ para diferentes quantidades de subportadoras $N$ . . . . .	38
3.11	<i>bit loading</i> aplicado ao canal Gaussiano: a) DC-DMT, b) AC-DMT e c) PAM-DMT. . . . .	39
3.12	Comparação entre a $\delta P_{min}$ do PAM-FDE e as técnicas DMT com <i>bit loading</i> . . . . .	40
4.1	Estimativa experimental do canal: a) sem restrição temporal e b) após restrição temporal. . . . .	42
4.2	Canais Gaussiano e experimental para fibras de 50 m e 300 m. Linha sólida: canal experimental de 300 m e canal Gaussiano com a mesma frequência de corte de 3 dB $f_c$ . Linha tracejada: canal experimental de 50 m e Gaussiano para a mesma $f_c$ . . . . .	42
4.3	Curvas de penalidade com canal experimental de 50 m: a) PAM-FDE, b) DC-DMT, c) AC-DMT e d) PAM-DMT. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Pontos: indicam a curva referente ao canal experimental. . . . .	43
4.4	Curvas de penalidade com canal experimental de 100 m: a) PAM-FDE, b) DC-DMT, c) AC-DMT e d) PAM-DMT. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental. . . . .	44
4.5	Curvas de penalidade com canal experimental de 300 m: a) PAM-FDE, b) DC-DMT, c) AC-DMT e d) PAM-DMT. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental. . . . .	45
4.6	Penalidade de potência mínima $\delta P_{min}$ para cada valor $R_b/f_c$ . Curvas obtidas por meio de simulação considerando os canais experimentais de diferentes comprimentos: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m. . . . .	46
4.7	DC-DMT com <i>bit loading</i> aplicado aos canais experimentais de: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m de comprimento. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano sem aplicação do BL. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental. . . . .	48

4.8	AC-DMT com <i>bit loading</i> aplicado aos canais experimentais de: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m de comprimento. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano sem aplicação do BL. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental. . . . .	49
4.9	PAM-DMT com <i>bit loading</i> aplicado aos canais experimentais de: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m de comprimento. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano sem aplicação do BL. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental. . . . .	50
4.10	Comparação entre a $\delta P_{min}$ do PAM-FDE e a $BL_{min}$ das técnicas DMT com <i>bit loading</i> . Curvas obtidas por meio de simulação considerando os canais experimentais de diferentes comprimentos: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m. . . . .	51
4.11	Alocação de bits, para o 4QAM DC-DMT, nas subportadoras de dados para o canal experimental de 300 m para $R_b/f_c = 10$ . . . . .	51
5.1	Exemplo ilustrativo de modelo de modulador em intensidade. . . . .	53
5.2	Diagrama L-I do modelo VCSEL. . . . .	54
5.3	Diagrama L-V e funções de linearização para $V_{bias} = 2$ V. . . . .	55
5.4	Modelo de sistema DMT . . . . .	56
5.5	10 Gbps DMT (4-QAM) com canal experimental de 300 m. . . . .	58
5.6	10 Gbps DMT (4-QAM) com canal experimental de 300 m. Linha sólida: BER calculada por simulação de Monte Carlo. Linha tracejada: aproximação de $P_b$ . . . . .	58
5.7	40 Gbps DMT (4-QAM) com canal experimental de 300. . . . .	59
5.8	40 Gbps DMT (4-QAM) com canal experimental de 300. Linha sólida: BER calculada por simulações de Monte Carlo. Linha tracejada: aproximação. . . . .	60
6.1	Um exemplo o sinal recebido no domínio do tempo: a) $y_n^Q$ , b) $ y_n^I $ , c) $\text{sign}(y_n^Q)$ e d) $[y_n^I]_r$ . . . . .	63
6.2	Algoritmo de combinação de diversidade proposto para a PAM-DMT. . . . .	64
6.3	Ganho de SNR em função de $\alpha$ para: a) PAM-DMT e b) AC-DMT. . . . .	65
6.4	BER em função da SNR no receptor para: a) PAM-DMT e b) AC-DMT. . . . .	66
7.1	Pacote Ethernet. . . . .	68
7.2	Pacote simplificado. . . . .	68
7.3	Exemplo da técnica de marcação de quadro. . . . .	69
7.4	Autocorrelação da sequência de sincronismo utilizada nos sistemas: a) SC-FDE e b) DMT. . . . .	71

7.5	Correlação cruzada entre o cabeçalho e a sequência de sincronismo utilizada nos sistemas: a) SC-FDE e b) DMT. . . . .	72
7.6	Sinal real $x_n$ constituído por dois pacotes: a) exemplo de constante $Q < Q_{otm}$ , b) exemplo de constante $Q > Q_{otm}$ e c) constante otimizada $Q_{otm}$ para cada sequência piloto/sincronismo. . . . .	73
7.7	Correlação cruzada entre a sequência de sincronismo antes e após o ceifamento: a) DC-DMT (4-QAM), b) AC-DMT (4-QAM) e c) PAM-DMT (4-PAM). . . . .	73
7.8	Correlação cruzada entre o sinal total antes do ceifamento e a sequência de sincronismo: a) SC-FDE (2-PAM), c) DC-DMT (4-QAM), e) AC-DMT (4-QAM) e g) PAM-DMT (4-PAM). Correlação cruzada entre o sinal total recebido com um deslocamento circular de 2500 amostras e a sequência de sincronismo: b) SC-FDE (2-PAM) d) DC-DMT (4-QAM), f) AC-DMT (4-QAM) e h) PAM-DMT (4-PAM). . . . .	75

# LISTA DE SÍMBOLOS

## SIGLAS

AC	<i>Asymmetrically-clipped</i>
ADC	<i>Analog-to-digital converter</i>
AWG	<i>Additive white Gaussian</i>
AWGN	<i>Additive white Gaussian noise</i>
BAC	<i>Biasing and clipping</i>
BER	<i>Bit error rate</i>
C-OFDM	<i>Coded orthogonal frequency division multiplexing</i>
CP	<i>Cyclic prefix</i>
CRC	<i>Cyclic redundancy check</i>
DAC	<i>Digital-to-analog converter</i>
DBPSK	<i>Differential binary phase shift keying</i>
DD	<i>Direct detection</i>
DFB	<i>Distributed feedback</i>
DFT	<i>Discrete Fourier transform</i>
DMT	<i>Discrete multitone transmission</i>
DQPSK	<i>Differential quadrature phase shift keying</i>
DSP	<i>Digital signal processing</i>
E-O-E	<i>Electro-opto-electric</i>
EVM	<i>Error vector magnitude</i>
FCS	<i>Frame check sequence</i>
FDE	<i>Frequency domain equalization</i>
FEC	<i>Forward error correction</i>
FFT	<i>Fast Fourier-transform</i>
ICI	<i>Inter-carrier interference</i>
IM	<i>Intensity modulation</i>
ISI	<i>Intersymbol interference</i>
LED	<i>Light emitting diode</i>
LTF	<i>Long training field</i>
MAC	<i>Media access control</i>
MMF	<i>Multimode fiber</i>
MMSE	<i>Minimum mean square error</i>
MPO	<i>Multi-fiber push-on</i>
MRC	<i>Maximum ratio combining</i>
MTP	<i>Mechanical transfer push-on</i>

NLCD	<i>Nonlinear clipping distortion</i>
NRZ	<i>Non-return-to-zero</i>
OFDM	<i>Orthogonal frequency division multiplexing</i>
OM	<i>Optical Multimode</i>
OOK	<i>On-off keying</i>
PAM	<i>Pulse-amplitude modulation</i>
PAPR	<i>Peak-to-average power ratio</i>
PD	<i>Photodetector</i>
PL	<i>Power loading</i>
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>
RMS	<i>Root-mean-square</i>
RZ	<i>Return-to-zero</i>
SC	<i>Single carrier</i>
SE	<i>Slope efficiency</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
STF	<i>Short training field</i>
TDE	<i>Time domain equalization</i>
VCSEL	<i>Vertical cavity surface emitting laser</i>
VLC	<i>Visible light communication</i>
VOA	<i>Variable optical attenuator</i>



## Capítulo 1 Introdução

O crescimento na demanda por serviços de banda larga, como aplicativos de vídeo, redes sociais e internet móvel, alimenta o fenômeno conhecido como computação em nuvem (*cloud computing*). A tradicional topologia da internet, baseada em uma rede de base de provedores, é remodelada por uma infraestrutura em nuvem constituída por um conjunto de *data centers* interligados [1]. *Data centers* e supercomputadores são formados por nós de processamento interconectados por uma grande quantidade de enlaces de comunicação. As altas taxas requeridas nesses enlaces inviabilizam a utilização de cabos de cobre em todos os enlaces, havendo uma predominância de enlaces ópticos como meio físico de transmissão [2]. Devido à quantidade, enlaces de baixo custo são preferencialmente utilizados. Estes são baseados em lasers emissores de superfície de cavidade vertical (*vertical cavity surface emitting lasers* - VCSELs) modulados diretamente no comprimento de onda de 850 nm sobre fibras multimodo (*multimode fiber* - MMF) com detecção direta [3]. VCSELs apresentam a vantagem de baixo custo e baixo consumo de potência. Com enlaces de curta distância, com comprimentos que podem atingir 300 m em *data centers* e 100 m em supercomputadores [4], fibras multimodo são utilizadas por apresentarem baixo custo de instalação. Sistemas com modulação em intensidade e detecção direta (*intensity modulation/direct detection* - IM/DD) são adotados por sua simplicidade na conversão eletro-óptica (*electro-opto-electric* - E-O-E), porém requerem o uso de sinais reais e unipolares no domínio do tempo.

Como VCSELs comercialmente disponíveis podem operar a taxas de 40 Gbaud em 850 nm e a existência de vários modos de propagação na fibra multimodo podem induzir interferência intersimbólica (*intersymbol interference* - ISI) severa mesmo para curtos comprimentos de fibra [4], o aumento da taxa de transmissão em sistemas ópticos fica limitado principalmente à dispersão modal e à taxa de emissão do laser transmissor. Neste contexto, a óptica paralela (*parallel optics*) assumiu um importante papel na comunicação em *data centers*. Ela consiste em uma alternativa para o aumento de taxa por meio da paralelização da transmissão com o uso de arranjo de VCSELs, fibras *ribbon* e conectores MPO (*multi-fiber push-on*)/MTP (*mechanical transfer push-on*), que apresentam um custo elevado, e em sua maioria utilizam uma modulação chaveada do tipo “liga-desliga” (*on-off keying* - OOK). No entanto, para atender a contínua demanda de banda, a paralelização não será suficiente, pois além da taxa de transmissão, as restrições quanto ao consumo de potência e quanto à dimensão espacial do sistema também devem ser atendidas. Como sistemas OOK tradicionais podem

operar até taxas de 20 Gbps utilizando VCSEs, taxas mais altas requerem novos esquemas de modulação e/ou técnicas de compensação de dispersão [1].

Uma solução para mitigar o efeito da ISI causada pela dispersão é o uso da equalização. Para sistemas de portadora única com a equalização no domínio do tempo (*single carrier with time domain equalization* - SC-TDE), a complexidade de seus equalizadores está diretamente ligada ao número símbolos espalhados pelo canal. Para sistemas que apresentam canais com espalhamento temporal severo ou taxa de transmissão elevada, a equalização TDE não se torna atrativa. Neste contexto, sistemas que utilizam multiplexação por divisão em frequências ortogonais (*orthogonal frequency division multiplexing* - OFDM) surgem como uma alternativa interessante por sua capacidade de combater a ISI e pela sua equalização simplificada. Diferentemente da equalização no tempo, a equalização em sistemas OFDM é feita sob blocos de dados com auxílio da eficiente transformada rápida de Fourier (*fast Fourier-transform* - FFT), o que mantém sua complexidade constante e independente do espalhamento temporal do canal [5]. Por outro lado, a geração de sinais com formas de ondas complexas exige conversores digital-analógicos (*digital-to-analog converter* - DAC) e conversores analógico-digitais (*analog-to-digital converter* - ADC) de alta resolução, elevando o custo dos transceptores. Os altos requisitos de processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) também constituem uma preocupação [6]. Porém, recentemente, diversos estudos confirmaram a viabilidade prática de DSP em tempo real para geração e detecção de sinais OFDM para taxas de vários gigabits por segundo [7–9]. Outra desvantagem da OFDM é sua alta razão entre o valor de potência de pico e a potência média (*peak-to-average power ratio* - PAPR) do sinal. Como vantagem, sistemas OFDM apresentam a possibilidade do uso de modulação adaptativa (*bit loading*). Para aplicação da OFDM em sistemas IM/DD, sua versão real em banda base, conhecida como DMT (*discrete multitone transmission*), deve ser utilizada em conjunto com um processo de adição de um nível DC seguido de ceifamento. Diferentes técnicas DMT e técnicas de ceifamento estudam a diminuição no gasto de potência e a redução do PAPR [10–12].

Outra alternativa a sistemas OFDM consiste em sistemas de portadora única com equalização no domínio da frequência (*single carrier with frequency domain equalization* - SC-FDE). Assim como na OFDM, o processo de equalização é feito sobre um bloco de dados com o auxílio da FFT, portanto apresenta complexidade de equalização equivalente [5]. Em termos de processamento digital de sinais, sistemas SC-FDE e OFDM apresentam equivalência em desempenho e baixa complexidade [13]. Por ser um sistema de portadora única, apresenta uma PAPR bem menor se comparada com um sistema OFDM de mesma taxa. Em sistemas IM/DD, o aumento da eficiência espectral pode ser obtido com a utilização da modulação por amplitude de pulso (*pulse-amplitude*

*modulation* - PAM) unipolar, não havendo necessidade de DACs de alta resolução no transmissor. Este trabalho estuda a utilização da SC-FDE e da OFDM para o combate da dispersão modal em sistemas ópticos de curta distância e baixo custo.

## 1.1 Revisão bibliográfica

Devido ao fato de que sistemas IM/DD necessitam de sinais modulantes unipolares, ou seja, reais e positivos, sistemas OFDM necessitam utilizar a simetria Hermitiana [10] para obtenção de sua versão real em banda base (DMT). Diversos estudos retratam diferentes técnicas de obtenção de sinais DMT unipolares a partir de sinais DMT. Alguns estudos [14–16] utilizam a técnica *sufficiently-biased* DMT que consiste em um acréscimo de um nível DC eletrônico variável. Este depende, símbolo a símbolo, do menor valor temporal do sinal de modo a garantir que o sinal resultante não apresente nenhum valor negativo ao longo de sua duração. Estudos [17–19] consideram a técnica *fixed-biased* DMT que apresenta melhor eficiência comparada com a técnica *sufficiently-biased* DMT. Esta é baseada na adição de um nível DC eletrônico fixo seguido do ceifamento da parte negativa remanescente do sinal. A técnica *optimally-biased* DMT, constitui a otimização da escolha do nível DC que maximize a relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio* - SNR) recebida. Diversos estudos [10, 20, 21] já investigaram analiticamente ou por meio de simulações computacionais esta otimização.

Em [11], Chen *et al.* compararam o desempenho das três técnicas que contêm adição de nível DC eletrônico considerando um canal AWGN (*additive white Gaussian noise*). Para atingir uma taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER) de  $10^{-4}$ , a técnica *fixed-biased* DMT foi capaz de reduzir o consumo de potência para aproximadamente 72% do valor gasto pela técnica *sufficiently-biased* DMT para atingir a mesma BER. Já o uso da técnica *optimally-biased* DMT permitiu a redução do consumo de potência para 39% da potência gasta pela técnica *sufficiently-biased* DMT.

Em [22], Armstrong e Lowery propuseram a técnica *asymmetrically-clipped* DMT (AC-DMT) que consiste na utilização somente das subportadoras ímpares para alocação de dados. Em troca, o sistema não necessita a adição de nível DC eletrônico, ou seja, toda a parte negativa do sinal real é simplesmente ceifada sem que os efeitos não-lineares deste processo afetem o sinal útil. Em [22], as técnicas *sufficiently-biased* DMT e AC-DMT foram comparadas. Apesar da perda de metade da eficiência espectral elétrica disponível, o uso da técnica AC-DMT foi capaz de prover um ganho de aproximadamente 8 dB na relação sinal-ruído (SNR) elétrica.

Armstrong e Schmidt compararam as técnicas *fixed-biased* DMT e *asymmetrically-clipped* DMT em [19] considerando um canal AWGN. Para a primeira técnica foram simuladas as constelações (4, 16, 64, 256-QAM) para um nível DC de 13 dB e as

constelações (4, 16-QAM) para um nível DC de 7 dB. Para a segunda técnica foram utilizadas as constelações (4, 16, 64, 256, 1024-QAM). A técnica AC-DMT requer a menor potência de transmissão dentre todos esquemas propostos para atingir uma BER de  $10^{-3}$ . O caso AC-DMT com 16-QAM apresenta a mesma razão de largura de banda normalizada que o esquema *fixed-biased* OFDM (7 dB) com 4-QAM, porém requer 4,7 dB a menos potência transmitida para atingir a mesma BER.

Lee *et al.* [23] propuseram a técnica *pulse-amplitude modulated* DMT (PAM-DMT) que não requer a adição de nível DC eletrônico em troca da utilização somente da componente em quadratura das subportadoras para alocação de dados. E, assim como na técnica AC-DMT, os efeitos não-lineares de ceifamento são ortogonais ao sinal e não o afetam. Considerando um sistema IM/DD com um canal óptico com resposta plana, este artigo compara o desempenho das técnicas *optimally-biased* DMT, AC-DMT e PAM-DMT para uma BER alvo de  $10^{-3}$ . Para um valor de razão de largura de banda normalizada inferior a 0,2, a primeira técnica apresenta melhor eficiência. Para razão superior a 0,2 as técnicas AC-DMT e PAM-DMT superam a técnica *optimally-biased* DMT e apresentam a mesma eficiência quando esta considera uma modulação *M*-PAM e aquela uma modulação  $M^2$ -QAM. Com o uso do *bit loading*, a técnica PAM-DMT supera o desempenho da AC-DMT, principalmente para baixas quantidades de subportadoras.

Wolf e Haardt [10] propuseram um estudo analítico e computacional acerca do desempenho energético dos sistemas SC-FDE, DC-*optimally-biased* DMT, AC-DMT e PAM-DMT para detecção direta. Neste estudo, o canal óptico é modelado por um filtro Gaussiano e as técnicas DMT utilizam o *power loading*. Analisando a razão taxa de bit sobre frequência de corte elétrica do canal  $R_b/f_c$ , constata-se que, dentre as técnicas DMT, o DC-*optimally-biased* DMT necessita uma menor potência de transmissão que as demais para atingir uma BER de  $10^{-3}$  quando  $R_b/f_c > 9$ . As técnicas AC-DMT e PAM-DMT apresentam eficiência semelhantes. A técnica SC-FDE, utilizada com modulação *M*-PAM sem retorno ao zero (*non-return-to-zero* - NRZ), apresenta melhor desempenho energético que as técnicas DMT para  $R_b/f_c > 1$ . Quando utilizada com modulação *M*-PAM com retorno ao zero (*return-to-zero* - RZ), apresenta-se como a técnica mais eficiente dentre todas para  $0,5 \leq R_b/f_c \leq 20$ .

Chen *et al.* [24] propuseram um algoritmo de decodificação combinada para a técnica AC-DMT. Por meio da caracterização e utilização da distorção não-linear de ceifamento, o algoritmo é capaz de prover um ganho teórico de até 3 dB se comparado com o receptor normal. Asadzadeh *et al.* [25] propuseram a utilização de um processo de cancelamento de ruído para a técnica AC-DMT. Com a caracterização da distorção não-linear de ceifamento, o algoritmo de cancelamento também é capaz de prover um ganho

teórico de até 3 dB se comparado com o receptor normal. Dissanayake *et al.* [26] analisaram o uso de um receptor combinando as técnicas de decodificação combinada [24] e cancelamento de ruído [25]. Apesar de ambas serem capazes de prover um ganho teórico de 3 dB quando utilizadas separadas, o uso combinado destas não é capaz de aumentar este ganho máximo.

Jin *et al.* [27] investigaram o desempenho de sistemas OFDM IM/DD utilizando o *bit loading* em enlaces de fibra multimodo via simulações numéricas. 1000 enlaces de fibra multimodo de pior caso com banda de 3 dB entre 220 e 490 MHz×km foram considerados. Em cada subportadora, o formato de modulação foi escolhido de acordo com a SNR, entre DBPSK (*differential binary phase shift keying*), DQPSK (*differential quadrature phase shift keying*), 16 a 256-QAM ou ausência de dados. Quando aplicada a condições de equipamentos disponíveis atualmente, uma taxa de mais de 30 Gbps sobre 300 m de fibra multimodo foi alcançada para mais de 99.5% dos enlaces. Quando componentes provavelmente disponíveis futuramente foram considerados, mostrou-se ser possível transmitir 100 Gbps sobre 150 m de fibras multimodo em 99.5% dos casos.

Resultados experimentais comprovam a eficácia dos sistemas SC-FDE e OFDM no combate à dispersão modal da fibra multimodo. Em [28], Teichmann *et al.* demonstraram experimentalmente uma transmissão livre de erros (*error free*) de 5 Gbps para um sistema SC-FDE com modulação OOK utilizando 850 nm VCSELs sobre 2443 m de fibras multimodo do tipo OM-3 (com largura de banda nominal de 3300 MHz×km) com 7,9% de *overhead*. Estes resultados indicam a possibilidade de transmissão a taxas de 40 Gbps e 100 Gbps para comprimentos de fibras multimodo de 305 m e 122 m, respectivamente. Lee *et al.* [15] demonstraram experimentalmente a transmissão de 30 Gbps e 28 Gbps para um sistema OFDM utilizando 850 nm VCSELs sobre 500 m e 1 km de fibras multimodo, respectivamente. O algoritmo de *bit loading* foi utilizado em que a modulação foi escolhida de acordo com a SNR de cada subportadora. Para o sistema de 30 Gbps, uma BER média de  $7 \times 10^{-4}$  foi atingida, enquanto que a transmissão a 28 Gbps atingiu uma BER média de  $10^{-3}$ .

Em termos de processamento digital de sinais, resultados experimentais com transmissões em tempo real comprovam a viabilidade destes sistemas. Em [29], Hugues-Salas *et al.* demonstraram um sistema OFDM IM/DD com transmissão, em tempo real, de 11,25 Gbps sobre um conjunto de fibras multimodo (OM-1 e OM-2) de 2 km. Utilizando 15 subportadoras moduladas com 64-QAM e a técnica *power loading*, uma BER inferior a  $2 \times 10^{-3}$  foi atingida. Giddings *et al.* [9] demonstraram um sistema OFDM IM/DD com transmissão, em tempo real, de 11,25 Gbps utilizando um *laser* DFB (*distributed feedback*) sobre fibras monomodo de 25 km de comprimento. Utilizando subportadoras moduladas com 64-QAM e a técnica *power loading*, uma BER inferior

a  $10^{-3}$  foi atingida.

Elgala e Mesleh [30] propuseram a técnica de pré-distorção de sinal aplicada a sistemas ópticos sem fio que utilizam OFDM com o intuito de mitigar as não-linearidades intrínsecas da resposta do modulador de intensidade óptico, um LED (*light emitting diode*) neste caso. Considerando um canal AWGN, modulação BPSK e um código convolucional de taxa  $3/4$ , foi possível obter um ganho de 2 dB com o uso da técnica de pré-distorção para atingir uma BER de  $2,5 \times 10^{-5}$  quando comparado ao sistema não distorcido.

## 1.2 Contribuições e organização do trabalho

Em [10], Wolf e Haardt propuseram um estudo analítico e computacional acerca do desempenho dos sistemas SC-FDE, DC-*optimally-biased*-OFDM, AC-DMT e PAM-OFDM, sendo que os três últimos utilizam a técnica *power loading*. Neste estudo, um sistema óptico com modulação em intensidade e detecção direta (IM/DD) considera um modulador em intensidade ideal e um canal óptico modelado por um filtro Gaussiano. Este trabalho estuda, por meio de simulações computacionais, a extensão desta análise para os casos em que a técnica *bit loading* é considerada em vez do *power loading* e nos casos em que o canal óptico Gaussiano é substituído por estimativas de canais experimentais obtidas de fibras multimodo OM-3 de diferentes comprimentos.

A maioria dos estudos recentes sobre sistemas IM/DD supõe modulação em intensidade ideal. Entretanto, em sistemas ópticos práticos o processo de modulação apresenta uma característica não-linear, o que limita o desempenho do sistema [30]. Com isso, Elgala *et al.* propuseram uma técnica de pré-distorção do sinal modulante com a finalidade de mitigar estes efeitos não-lineares. A técnica é analisada por meio de simulações computacionais considerando uma aproximação da resposta experimental de um LED comercial em um cenário de comunicação por luz visível (*visible light communication* - VLC). Neste trabalho, analisamos computacionalmente esta técnica de pré-distorção aplicada a uma aproximação polinomial baseada em modelos VCSELs típicos em um cenário de comunicação óptica de curta distância. Além disso, mostra-se a otimização da função de linearização utilizada no processo de pré-distorção do sinal em função da eficiência de inclinação do modulador.

Com uma relação de custo-benefício entre a diminuição do consumo de potência e a perda em eficiência espectral, as técnicas AC-OFDM e PAM-OFDM não necessitam da adição de um nível DC. Em troca, perde-se metade da eficiência espectral elétrica disponível. Com o intuito de obter um sistema de maior eficiência, Chen *et al.* [24] propuseram um algoritmo de decodificação combinada para a técnica AC-DMT. O algoritmo é capaz de prover um ganho teórico de até 3 dB quando comparado com

o receptor convencional. Neste trabalho, um algoritmo de decodificação combinada similar ao proposto em [24] é proposto para a técnica PAM-DMT e provê o mesmo ganho teórico de até 3 dB. O uso de uma decodificação combinada seletiva também é proposta para as técnicas AC-DMT e PAM-DMT, que provê um ganho marginal de desempenho quando comparada com a técnica de decodificação combinada simples.

Protocolos de interconexão de alta velocidade como o Ethernet e o Fibre Channel, largamente utilizados em *data centers* [31], são baseados em estruturas de quadro. Estes sistemas necessitam, além de outros níveis de sincronismo, o sincronismo de quadro. Neste trabalho, o uso de palavras de referência específicas é proposto para os sistemas OFDM e SC-FDE como método de sincronização de quadro. Este método de sincronização é testado, via simulação computacional, para todos os quatro sistemas abordados neste trabalho.

Este trabalho está estruturado da seguinte forma: no Capítulo 2, são apresentados os principais elementos que compõem um sistema óptico baseado em modulação na intensidade e detecção direta (IM/DD). Na Seção 2.1, uma visão geral sobre sistemas que utilizam OFDM é feita com o foco no uso da OFDM em sua versão real e banda base, conhecida como DMT. Três técnicas DMT (*DC-optimally-biased* DMT, *asymmetrically-clipped* DMT e *pulse-amplitude modulated* DMT) são analisadas para o uso em sistemas de detecção direta. Além disso, diferentes técnicas de mitigação de desvanecimento por subportadora são apresentadas. Ainda no Capítulo 2, a Seção 2.2 apresenta o sistema de portadora única com equalização no domínio da frequência (SC-FDE) para o cenário de detecção direta. Neste capítulo, o equalizador de mínimo erro quadrático médio (*minimum mean squared error* - MMSE) também é apresentado. No Capítulo 3, o desempenho do sistema SC-FDE é comparado com o desempenho dos três sistemas DMT apresentados sob a condição do uso das técnicas *power loading/bit loading* utilizando um canal óptico modelado por um filtro Gaussiano. Em seguida, o Capítulo 4 apresenta estimativas de canais experimentais obtidas de fibras multi-modo OM-3 de diferentes comprimentos. Similarmente ao Capítulo 3, este capítulo apresenta a análise comparativa de desempenho entre os sistemas DMT e SC-FDE sob a condição do uso das técnicas *power loading/bit loading* utilizando as estimativas de canais experimentais apresentadas. O Capítulo 5 retrata as principais características de um modulador de intensidade. As curvas de caracterização de um *laser* VCSEL são apresentadas com base em especificações de modelos típicos. Por constituir uma importante fonte de não-linearidades em sistemas IM/DD, uma técnica de pré-distorção do sinal modulante é apresentada e testada, via simulação computacional, para mitigação destes efeitos. No Capítulo 6, com o intuito de obter um sistema de maior eficiência, um algoritmo de decodificação combinada é proposto para a técnica PAM-DMT com

base na caracterização e utilização da distorção não-linear de ceifamento. O Capítulo 7 faz uma breve descrição sobre os principais níveis de sincronismo exigidos pela maioria dos sistemas digitais com foco na constituição de um quadro (*frame*) e no sincronismo de quadro. O sincronismo em nível de quadro é testado, via simulação computacional, com o uso de palavras de referência propostas para os sistemas DMT e SC-FDE. Por fim, o Capítulo 8 contém as conclusões acerca dos estudos realizados e as perspectivas para trabalhos futuros.



## Capítulo 2 Sistemas IM/DD

Com enfoque na comunicação óptica em *data centers*, esta seção aborda o funcionamento básico de um transceptor óptico de sistema com modulação em intensidade e detecção direta (IM/DD) sobre fibras multimodo (MMF). Esse sistema é preferível devido às vantagens de simplicidade e custo [32]. A Figura 2.1 apresenta um diagrama em blocos de sistema óptico genérico composto por três elementos básicos: o transmissor óptico, o canal de comunicação e o receptor óptico.

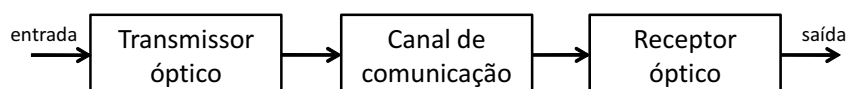


Figura 2.1: Diagrama em blocos de um sistema óptico genérico.

O transmissor óptico tem como função a conversão eletro-óptica do sinal de entrada. O processo responsável por essa conversão recebe o nome de modulação, que pode ser classificada como direta ou externa. A modulação direta consiste na variação direta na corrente de polarização da fonte óptica do transmissor (e. g. *laser*), como mostra a Figura 2.2. Já a modulação externa utiliza um componente externo, como por exemplo o modulador Mach-Zender ou de eletro-absorção.

Devido ao baixo custo de instalação, o canal de comunicação mais utilizado neste

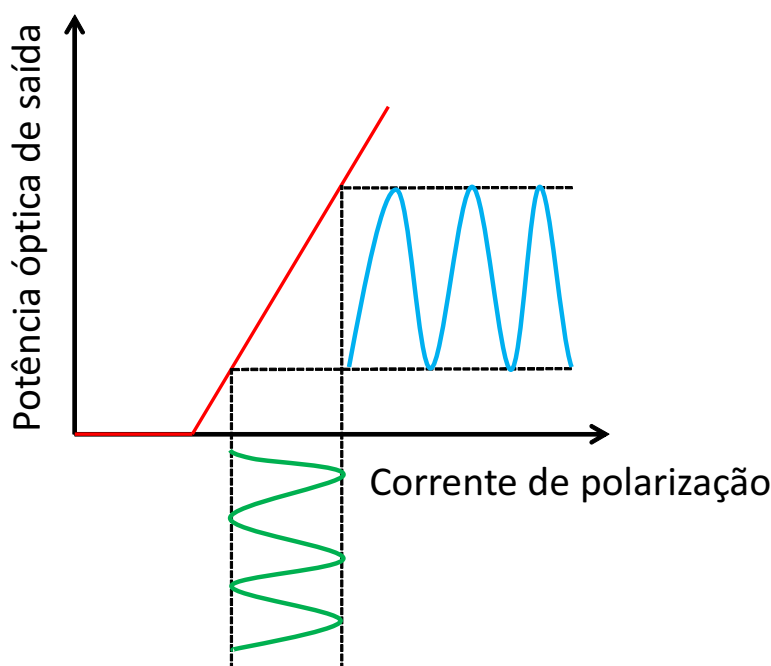


Figura 2.2: Exemplo de modulação direta.

cenário é a fibra multimodo. No entanto, o regime multimodo implica severas limitações na largura de banda do canal devido ao multipercurso dos vários modos de propagação da luz.

Já o receptor óptico tem o papel de realizar a conversão opto-elétrica do sinal recebido. O componente responsável por realizar essa conversão de maneira direta é o fotodetector, que pode ser matematicamente descrito como

$$I_p = RP_{in}, \quad (2.1)$$

em que  $I_p$  representa a fotocorrente gerada,  $P_{in}$  a potência óptica incidente no fotodetector e  $R$  a sua responsividade [32].

O processo de detecção direta descrito por (2.1) supõe uma conversão livre de ruídos. No entanto, dois mecanismos de ruído, *shot* e térmico, acarretam flutuações na fotocorrente gerada para uma potência incidente constante. O ruído *shot* consiste na flutuação da corrente média  $I_p$  gerada pelo fotodetector devido à aleatoriedade da geração dos elétrons. Este ruído pode ser aproximado por um processo estacionário com distribuição de Poisson. Já o ruído térmico consiste na flutuação da corrente média  $I_p$  devido à aleatoriedade do movimento dos elétrons a uma certa temperatura. Este ruído pode ser matematicamente modelado como um processo estacionário com distribuição Gaussiana. Entretanto, para a maioria dos casos práticos de interesse, o ruído térmico é o fator limitante, podendo-se desprezar o efeito do ruído *shot* e aproximar o ruído resultante como um ruído aditivo Gaussiano branco [32]. Por esse motivo, os resultados presentes neste trabalho consideram essa simplificação na caracterização do ruído em sistemas IM/DD.

## 2.1 Sistemas OFDM

O sucesso de sistemas OFDM advém de sua capacidade de combater a interferência intersimbólica causada por canais dispersivos, mais crítica em sistemas que operam a altas taxas. Dado um canal que apresenta um espalhamento temporal  $T_c$ , um sistema de portadora única de banda  $B$  experimentará ISI quando o tempo de símbolo,  $T_s = 1/B$ , for menor que  $T_c$ , limitando o aumento da taxa de transmissão. Para mitigar o efeito da ISI, o processo de equalização se torna necessário. No entanto, quando realizada

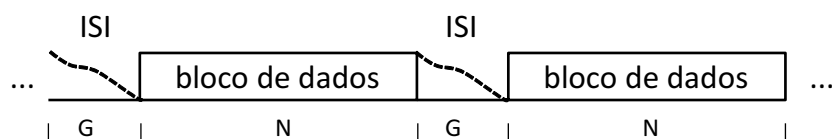


Figura 2.3: Exemplo de ISI entre blocos consecutivos de dados.

no domínio do tempo, a complexidade do equalizador ótimo aumenta exponencialmente com o número símbolos espalhados pelo canal [5]. Já o sistema OFDM divide a taxa de transmissão em  $N$  subportadoras complexas ortogonais entre si, espaçadas em  $\delta f = 1/T_s$ , de modo que cada uma experimente uma resposta aproximadamente plana do canal. Ou seja, a banda de cada subportadora  $B_N = B/N$  é tipicamente inferior à banda de coerência do canal  $B_c$ . Dessa forma, cada subportadora é responsável por transmitir um sinal a taxa inferior, implicando um tempo de símbolo  $N$  vezes maior se comparado com um sistema de portadora única de mesma taxa e, conseqüentemente, a diminuição da ISI.

Um método eficaz na criação de subportadoras ortogonais é o uso da transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform* - DFT), que pode ser eficientemente implementada pelo algoritmo da FFT. A representação matemática de um sinal OFDM no domínio do tempo é escrita como

$$x_t = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(j2\pi f_k t), \quad (2.2)$$

em que  $f_k = k\frac{1}{T_s}$ . Amostrando o sinal a uma taxa de amostragem  $T_a = \frac{T_s}{N}$ , tem-se

$$\begin{aligned} x(nT_a) \equiv x_n &= \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(j2\pi \frac{k}{T_s} nT_a\right) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(j\frac{2\pi}{N} nk\right). \end{aligned} \quad (2.3)$$

A partir de (2.3) é possível perceber que um sinal OFDM em tempo discreto pode ser obtido com o uso da IFFT, que é representado matematicamente como

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(j\frac{2\pi}{N} nk\right), \quad (2.4)$$

em que  $X_k$  é o símbolo complexo modulado sob a subportadora  $k$ .

A fim de eliminar completamente a ISI residual, um intervalo de guarda de  $G$  amostras é inserido entre os blocos de dados, de modo que sua duração temporal  $T_G > T_c$ , em que  $T_G = GT_a$ . A Figura 2.3 mostra um exemplo. A inserção desse intervalo acarreta um *overhead* proporcional de  $G/N$  e uma redução da taxa líquida em  $N/(N+G)$ . Não preencher este intervalo de guarda é benéfico do ponto de vista de economia de potência, mas isto acarreta interferência entre subportadoras (*inter-carrier interference* - ICI). A utilização de um prefixo cíclico (*cyclic prefix* - CP) para preencher o intervalo de guarda  $G$  elimina tanto a ISI quanto a ICI para o sinal recebido [6]. O prefixo cíclico consiste nas últimas  $N_{CP}$  amostras do bloco de dados de tamanho  $N$  que são adicionadas ao início de cada bloco, como indica a Figura 2.4, sendo  $N_{CP} = G$ . O uso

do prefixo cíclico possibilita que a convolução linear entre o sinal e a resposta do canal se torne circular. Com o uso da transformada discreta de Fourier, a convolução circular implica apenas multiplicação na frequência [33]. Como o equalizador só necessita corrigir a fase e amplitude de cada subportadora, com a DFT, um equalizador de um *tap* é suficiente [6].

O diagrama em blocos de um sistema OFDM com detecção direta é mostrado na Figura 2.5. No transmissor, uma sequência de bits é paralelizada em  $N_c$  subportadoras de dados, nas quais os bits são modulados em símbolos  $X_k$  na  $k$ -ésima subportadora. O uso do *power/bit loading* é opcional e será descrito com mais detalhes na Seção 2.1.3. Após a IFFT de tamanho  $N$  ( $N > N_c$ ), quantidade total de subportadoras, um prefixo cíclico de  $N_{CP}$  amostras é adicionado ao início de cada bloco, formando um símbolo OFDM de tamanho  $N + N_{CP}$ , como mostrado na Figura 2.4. Para que a interferência intersimbólica seja totalmente compensada, o dimensionamento do tamanho do prefixo cíclico deve ser feito de tal modo que  $T_{CP} > T_c$ . O sinal é então convertido em serial e um DAC faz a conversão digital-analógica do sinal. No receptor, o processo ocorre de maneira inversa, um ADC digitaliza o sinal recebido e o CP é removido. Após a FFT, os símbolos contidos nas  $N_c$  subportadoras de dados são equalizados, como será mostrado na Seção 2.1.2, e demodulados para obtenção da sequência de bits estimados.

Um sistema com modulação em intensidade e detecção direta IM/DD exige que o sinal modulante seja real e positivo no transmissor, como pode ser observado na Figura 2.2. Como sinais OFDM banda base são tipicamente complexos e bipolares, a simetria Hermitiana, que será descrita na Seção 2.1.1, deve ser aplicada para se obter uma versão real banda base do sinal, usualmente conhecida como DMT (*discrete multitone transmission*) [10]. Com o intuito de se obter um sinal real e unipolar, um processo de adição de um nível DC seguido de ceifamento da parte negativa restante do sinal (*biasing and clipping* - BAC), representado pelos blocos tracejados em azul na Figura 2.5, deve ser feito. Diferentes processos BACs para diferentes técnicas DMT são objeto de estudo na Seção 2.1.1.

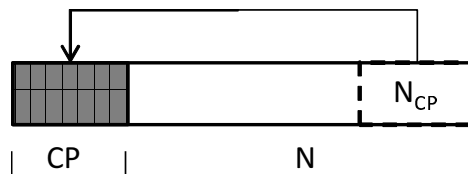


Figura 2.4: Adição do prefixo cíclico.

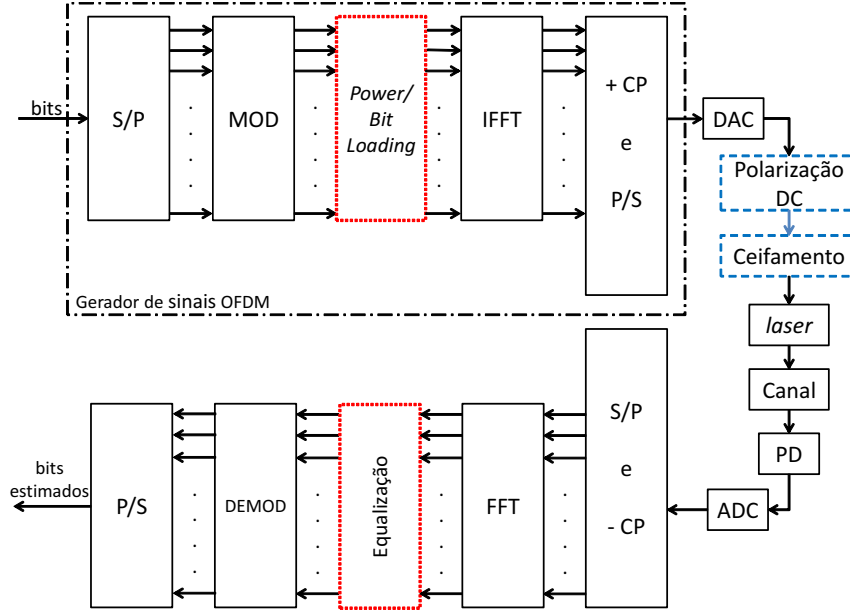


Figura 2.5: Diagrama em blocos de um sistema OFDM IM/DD.

### 2.1.1 Técnicas DMT

Para obtenção de um sinal DMT, ou seja, uma versão real de  $x_n$ , metade das subportadoras devem carregar o complexo conjugado das  $N_c$  subportadoras de dados. Essa condição é denominada simetria Hermitiana e pode ser representada por  $X_k = X_{N-k}^*$  para  $0 < k < N/2$ , onde  $*$  representa o complexo conjugado. Conseqüentemente, esta simetria limita a quantidade de subportadoras de dados a  $N_c \leq \frac{N}{2} - 1$ . Com isso, (2.4) pode ser reescrita como [10]

$$\begin{aligned}
 x_n &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N_c} \left( X_k \exp \left( j \frac{2\pi}{N} nk \right) + X_k^* \exp \left( -j \frac{2\pi}{N} nk \right) \right) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N_c} \left( (X_k + X_k^*) \cos \left( \frac{2\pi}{N} nk \right) \right). \tag{2.5}
 \end{aligned}$$

Observando a segunda linha de (2.5) é possível perceber que a seqüência  $x_n$  assume apenas valores reais.

#### 2.1.1.1 DC-DMT

Para obtenção de um sinal real unipolar, a técnica *DC-biased DMT* consiste na adição eletrônica de um nível DC,  $I_{DC}$ , ao sinal  $x_n$  real seguido do processo de ceifamento. O sinal ceifado  $[x_n]_c$  pode ser escrito como

$$[x_n]_c = \begin{cases} x_n + I_{DC}, & x_n \geq -I_{DC} \\ 0, & x_n < -I_{DC} \end{cases} . \tag{2.6}$$

Esta técnica pode ser dividida em três subcategorias: *sufficiently-biased* DMT, *fixed-biased* DMT e *optimally-biased* DMT [11]. Na primeira, o valor do nível DC é escolhido símbolo a símbolo de modo a evitar o ceifamento do sinal. Portanto, em cada símbolo OFDM,  $I_{DC}$  assume o valor absoluto da amostra  $x_n$  de menor valor naquele intervalo. No intuito de melhorar a eficiência no gasto de potência do sistema, alguns estudos [19, 34, 35] propõem a utilização de um nível DC fixo (*fixed-biased*) que garanta que o ceifamento do sinal ocorra com baixa frequência estatística. A última técnica, constitui a otimização da escolha do nível DC que maximize a SNR recebida. Diversos trabalhos [10, 20, 21] já estudaram analiticamente ou por meio de simulação esta otimização. Para pequenos valores de  $I_{DC}$ , as distorções de ceifamento do sinal degradam a SNR recebida. À medida que  $I_{DC}$  aumenta, os efeitos da distorção de ceifamento se tornam insignificantes, no entanto, a SNR efetiva começa a decrescer uma vez que grande parte da potência do sinal recebido é referente à sua componente DC [11]. Neste trabalho, optamos por utilizar a técnica *optimally-biased* DMT definida em [10] que expressa o nível DC ótimo como

$$I_{DC} = k_{clip} \sqrt{E\{x_n^2\}}, \quad k_{clip} \geq 0, \quad (2.7)$$

em que  $k_{clip}$  representa a constante de probabilidade de ceifamento definida por meio de simulação computacional.

A Figura 2.6 apresenta o processo BAC para as técnicas *sufficiently-biased* e *optimally-biased*. A Figura 2.6a mostra um exemplo de um sinal DMT  $x_n$  e os níveis DCs  $I_{DC_{suf}}$  e  $I_{DC_{opt}}$  referentes a cada técnica. Nota-se que  $I_{DC_{suf}} = |\min(x_n)|$ , em que  $\min(\cdot)$  representa a função que determina o valor mínimo, para evitar o ceifamento no símbolo mostrado. Utilizando (2.6), os sinais  $[x_n]_c$  são obtidos para cada caso.

Para compreender melhor a distorção causada pelo ceifamento do sinal, ela pode ser aproximadamente modelada como uma atenuação na constelação de sinais além de um ruído aditivo não-correlacionado no tempo e com características Gaussianas [20]. A Figura 2.7 mostra o efeito causado pelo ceifamento em uma constelação 4-QAM. A Figura 2.7a apresenta o caso da utilização da técnica *sufficiently-biased*, em que, como não há ceifamento, a constelação não sofre distorção. A Figura 2.7b exhibe a utilização da técnica *fixed-biased* com um valor de  $I_{DC}$  muito baixo, na qual, a atenuação em conjunto com o comportamento de ruído Gaussiano podem ser observadas na constelação  $X'_k$ . A Figura 2.7c mostra o resultado para a técnica *optimally-biased*, em que, é possível ainda observar os efeitos causados pelo ceifamento, porém a redução no gasto de potência justifica sua melhor eficiência.

Por representar a solução mais eficiente no quesito consumo de potência, a técnica DC-*optimally-biased* DMT será referida, por simplicidade, como DC-DMT no restante

deste trabalho.

### 2.1.1.2 AC-DMT

Com uma relação de custo-benefício entre a diminuição do consumo de potência e a perda em eficiência espectral, a técnica *asymmetrically-clipped* DMT [22] utiliza somente as subportadoras ímpares para alocação de dados em troca de um sistema sem adição de nível DC. A informação pode ser recuperada no receptor sem distorções de ceifamento para um processo BAC com  $I_{DC} = 0$ , comumente conhecido como ceifamento *0-bias*.

Analisando (2.4), é possível interpretar que cada amostra  $x_n$  é formada pela soma de  $N$  símbolos complexos  $X_k$  com fases rotacionadas. Para interpretar apenas a contribuição de uma subportadora  $k$  para a  $n$ -ésima amostra de  $x_n$  podemos escrever [24]

$$x_{n,k} = \frac{1}{N} X_k \exp\left(j \frac{2\pi}{N} nk\right). \quad (2.8)$$

Utilizando (2.8), podemos reescrever (2.4) e separá-la em duas partes

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k} = \sum_{k, \text{ímpar}} x_{n,k} + \sum_{k, \text{par}} x_{n,k} = x_n^{\text{ímpar}} + x_n^{\text{par}}, \quad (2.9)$$

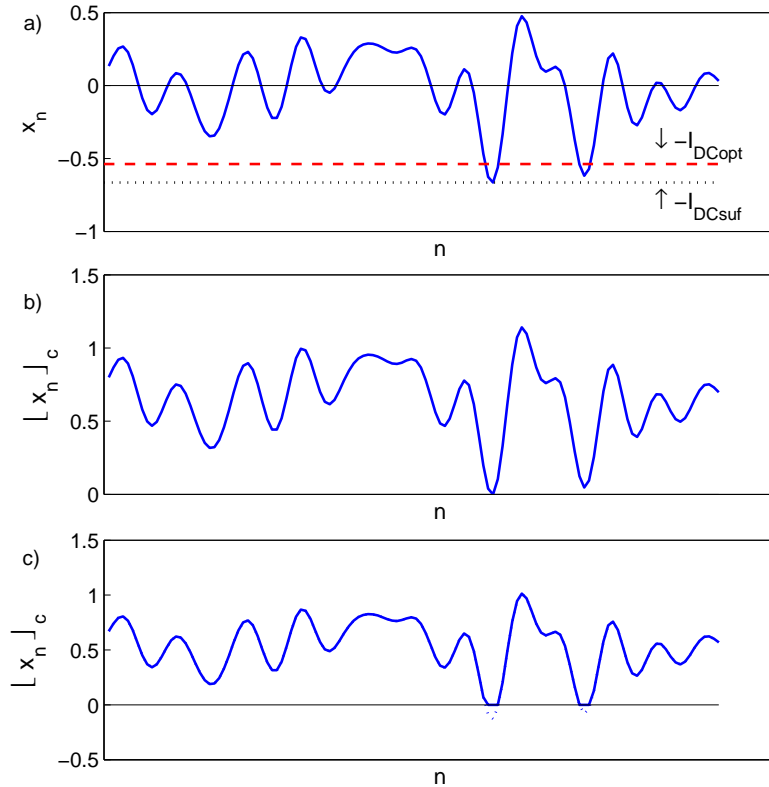


Figura 2.6: Obtenção do sinal DC-biased DMT unipolar: a)  $x_n$ , b)  $[x_n]_c$  para o *sufficiently-biased* DMT e c)  $[x_n]_c$  para o *optimally-biased* DMT.

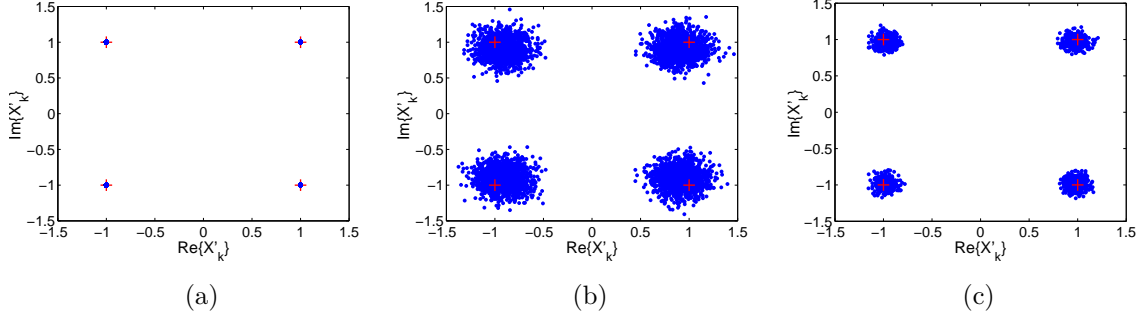


Figura 2.7: Constelação 4-QAM antes (cruzes vermelhas) e depois do ceifamento do sinal (pontos azuis) para: a) *sufficiently-biased* DMT, b) *fixed-biased* DMT com  $I_{DC}$  fixado em um valor baixo e c) *optimally-biased* DMT.

em que  $x_n^{impar}$  representa a contribuição das subportadoras ímpares em  $x_n$  e  $x_n^{par}$  representa a contribuição das subportadoras pares em  $x_n$ . Ademais, analisando a versão deslocada em  $\frac{N}{2}$  amostras de  $x_{n,k}$  para cada subportadora  $k$  ímpar, podemos escrever [24]

$$\begin{aligned} x_{n+\frac{N}{2},k} &= \frac{1}{N} X_k \exp\left(j\frac{2\pi}{N}nk\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{N}\frac{N}{2}k\right), \quad k \text{ ímpar} \\ &= -\frac{1}{N} X_k \exp\left(j\frac{2\pi}{N}nk\right). \end{aligned} \quad (2.10)$$

Como somente as subportadoras ímpares são carregadas com dados na técnica AC-DMT,  $x_n = x_n^{impar}$ . Consequentemente, de (2.8), (2.9) e (2.10) é possível inferir que  $x_n = -x_{n+\frac{N}{2}}, \forall n < \frac{N}{2}$ , se refere à simetria dita anti-periódica. A Figura 2.8 mostra um exemplo de um sinal AC-DMT anti-periódico. Para toda amostra  $x_n$ ,  $n < \frac{N}{2}$ , existe uma amostra idêntica com amplitude invertida para  $n \geq \frac{N}{2}$ ,  $x_1 = -x_{1+\frac{N}{2}}$ , por exemplo. Dessa forma, toda parte negativa do sinal a ser ceifada apresenta uma cópia positiva anti-simétrica. Isso garante que não haja nenhuma perda de informação após o ceifamento *0-bias* do sinal.

Matematicamente, na ausência de qualquer ruído ou interferência e com uma estimação perfeita de canal, o símbolo recebido em uma subportadora ímpar  $X_k$  é



$$\begin{aligned}
X_{k'} &= \sum_{n=0}^{N-1} [x_n]_c \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right) \\
&= \sum_{n=0}^{N/2-1} [x_n]_c \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right) + \sum_{n=0}^{N/2-1} [x_{n+\frac{N}{2}}]_c \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}\left(n+\frac{N}{2}\right)k\right] \\
&= \sum_{n=0}^{N/2-1} [x_n]_c \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right) + \sum_{n=0}^{N/2-1} -[-x_n]_c \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right) \\
&= \sum_{n=0}^{N/2-1} x_n \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right), \tag{2.11}
\end{aligned}$$

uma vez que  $[-x_n]_c = -(x_n - [x_n]_c)$ , sendo a função  $[\cdot]_c$  definida por 2.6 [24].

Caso um ceifamento 0-bias não fosse considerado, analogamente a (2.11), o símbolo recebido em uma subportadora  $k$  seria

$$\begin{aligned}
X_k'' &= \text{FFT}(x_n) \\
&= 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} x_n \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right). \tag{2.12}
\end{aligned}$$

De (2.11) e (2.12), infere-se que  $X_k' = \frac{1}{2}X_k''$ . Portanto, a informação contida em qualquer subportadora ímpar  $k$  pode ser recuperada perfeitamente na ausência de ruído e interferência com apenas uma atenuação de fator 2 na amplitude [24].

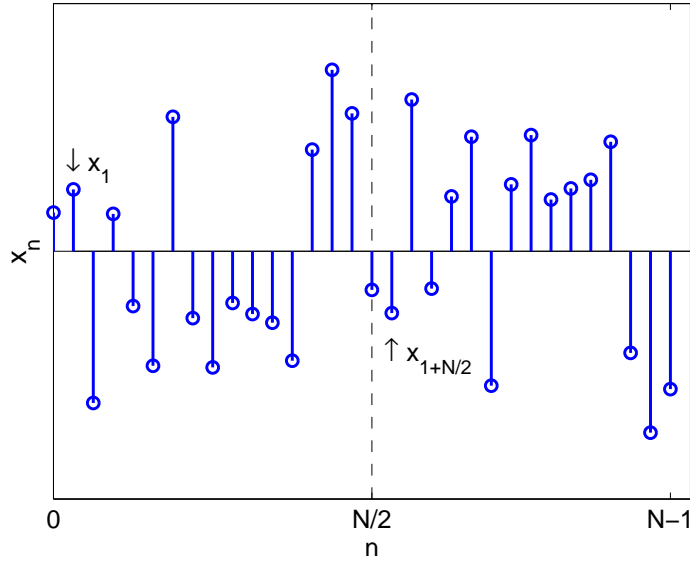


Figura 2.8: Exemplo de um sinal AC-DMT anti-periódico.

### 2.1.1.3 PAM-DMT

A técnica *pulse-amplitude modulated* DMT [23] utiliza somente o eixo de quadratura das subportadoras para alocação de dados. Sem adição de um nível DC, ela também se apresenta imune aos efeitos de distorção devido ao ceifamento *0-bias*.

Primeiramente, observa-se a versão real bipolar de  $x_n$  descrita por (2.4) e, com o auxílio de (2.5), uma versão genérica pode ser reescrita, em que  $N_c = N/2 - 1$

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N/2-1} \left( X_k \exp \left( j \frac{2\pi}{N} nk \right) + X_k^* \exp \left( -j \frac{2\pi}{N} nk \right) \right). \quad (2.13)$$

Seguindo uma abordagem similar à utilizada na Seção 2.1.1.2, podemos reescrever (2.4) com o auxílio de (2.8) e separá-la em duas partes

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k} = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k}^I + \sum_{m=0}^{N-1} x_{n,k}^Q = x_n^I + x_n^Q, \quad (2.14)$$

em que  $x_n^I$  representa a contribuição da componente em fase de  $X_k$  ( $X_k^I$ ) em  $x_n$  e  $x_n^Q$  representa a contribuição da componente em quadratura de  $X_k$  ( $X_k^Q$ ) em  $x_n$ . Como na técnica PAM-DMT somente o eixo de quadratura das subportadoras é carregado com dados ( $X_k^I = 0$ ), conseqüentemente,  $x_n = x_n^Q$ .

Além disso, analisando uma versão de  $x_n$  deslocada em  $N$  amostras, podemos escrever

$$\begin{aligned} x_{N-n} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp \left( j \frac{2\pi}{N} Nk \right) \exp \left( -j \frac{2\pi}{N} nk \right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N/2-1} \left( X_k \exp \left( -j \frac{2\pi}{N} nk \right) + X_k^* \exp \left( j \frac{2\pi}{N} nk \right) \right). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Para a técnica PAM-DMT, como  $X_k = jX_k^Q$ , é possível reescrever (2.13) e (2.15) como

$$x_n = \frac{-2}{N} \sum_{k=1}^{N/2-1} X_k^Q \operatorname{sen} \left( \frac{2\pi}{N} nk \right) \quad (2.16)$$

$$x_{N-n} = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N/2-1} X_k^Q \operatorname{sen} \left( \frac{2\pi}{N} nk \right), \quad (2.17)$$

respectivamente. Assim, utilizando (2.16) e (2.17), é possível inferir que  $x_n = -x_{N-n}$ . Esta é uma simetria ímpar se referenciada a um eixo vertical em  $n = \frac{N}{2}$ .

A Figura 2.9 mostra um exemplo deste sinal. Para toda amostra  $x_n$ ,  $n = 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$ , existe uma amostra idêntica com amplitude invertida para  $n > \frac{N}{2}$ ,  $x_1 = -x_{N-1}$ , por

exemplo. Olhando para os casos específicos em que  $n = \frac{N}{2}$  e  $n = 0$ , observamos  $x_{\frac{N}{2}} = x_0 = 0$ . Em ambas situações, como nenhuma informação é transmitida na frequência zero ( $X_0 = 0$ ) e a simetria Hermitiana é adotada, toda a contribuição restante de  $X_k$  em  $x_0$  e  $x_{\frac{N}{2}}$  é cancelada no PAM-DMT. Isto pode ser verificado usando (2.16).

Matematicamente, na ausência de qualquer ruído ou interferência e com uma estimação perfeita de canal, o símbolo recebido em uma subportadora  $k$  pode ser derivado como

$$\begin{aligned}
 X'_k &= \sum_{n=0}^{N-1} [x_n]_c \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right) \\
 &= [x_0]_c + \sum_{n=1}^{N-1} [x_n]_c \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right) \\
 &= \sum_{n=1}^{N/2-1} [x_n]_c \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right) + \sum_{n=1}^{N/2-1} [x_{N-n}]_c \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}(N-n)k\right] \\
 &= \sum_{n=1}^{N/2-1} [x_n]_c \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}nk\right) + \sum_{n=1}^{N/2-1} [-x_n]_c \exp\left(j\frac{2\pi}{N}nk\right). \quad (2.18)
 \end{aligned}$$

Extraindo a informação em quadratura de cada subportadora  $k$  e sabendo que  $-x_n =$

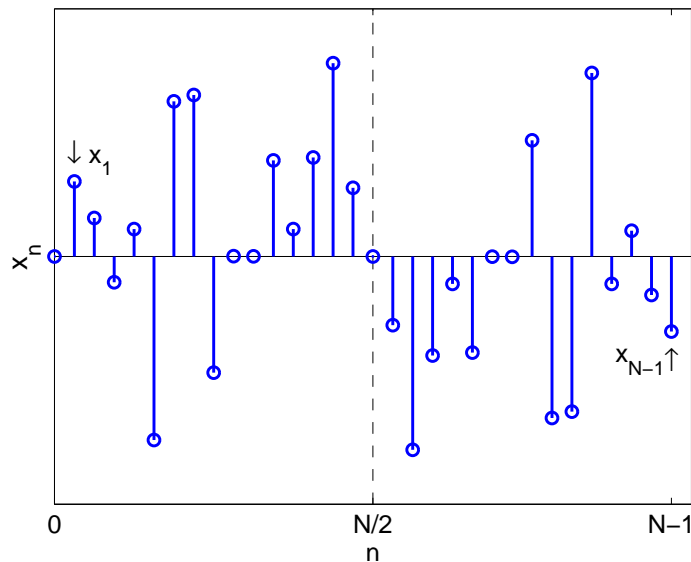


Figura 2.9: Exemplo de um sinal PAM-DMT anti-periódico.

$$- \lfloor x_n \rfloor_c + \lfloor -x_n \rfloor_c$$

$$\begin{aligned} X_k'^Q &= \text{Im}(X_k') \\ &= - \sum_{n=1}^{N/2-1} \lfloor x_n \rfloor_c \text{sen} \left( \frac{2\pi}{N} nk \right) + \sum_{n=1}^{N/2-1} \lfloor -x_n \rfloor_c \text{sen} \left( \frac{2\pi}{N} nk \right) \\ &= - \sum_{n=1}^{N/2-1} x_n \text{sen} \left( \frac{2\pi}{N} nk \right). \end{aligned} \quad (2.19)$$

Caso um ceifamento *0-bias* não fosse considerado, analogamente a (2.18) e (2.19), o símbolo recebido em uma subportadora  $k$  seria

$$\begin{aligned} X_k''^Q &= \text{FFT}(x_n) = X_k^Q \\ &= -2 \sum_{n=1}^{N/2-1} x_n \text{sen} \left( \frac{2\pi}{N} nk \right). \end{aligned} \quad (2.20)$$

De (2.19) e (2.20), infere-se que  $X_k' = \frac{1}{2} X_k''$ . Portanto, a informação contida no eixo de quadratura de qualquer subportadora  $k$  pode ser recuperada perfeitamente na ausência de ruído e interferências com uma atenuação de fator 2 na amplitude.

As técnicas AC-DMT e PAM-DMT apresentam a mesma eficiência espectral quando a primeira considera uma modulação  $M^2$ -QAM e a segunda uma modulação  $M$ -PAM. [10]. No entanto, Lee *et al.* [23] mostraram que, quando o *bit loading* é considerado, o AC-DMT não se adapta à resposta em frequência do canal tão bem quanto o PAM-DMT pelo fato de só utilizar subportadoras ímpares. Nestes casos, o PAM-DMT supera o desempenho do AC-DMT, principalmente para baixas quantidades de subportadoras.

### 2.1.2 Equalização no domínio da frequência

Como a resposta em frequência do canal na subportadora  $k$ ,  $H_k$ , afeta somente a amplitude e a fase de cada subportadora, a equalização em frequência faz a compensação de ambos em cada subportadora. Para isso, é necessário o conhecimento do comportamento do canal no receptor, que pode ser adquirido por uma estimativa de canal  $H_k'$ . Seja  $P_k$  a potência transmitida pela subportadora  $k$  e  $|H_k|$  o ganho do canal naquela subportadora, a SNR recebida nesta subportadora é  $\gamma_k = \frac{N}{N+CP} P_k |H_k|^2 / \sigma_k^2$ , em que  $\sigma_k^2$  é a variância do ruído  $W_k$  na  $k$ -ésima subportadora [33].

O equalizador mais simples, conhecido como equalizador ZF (*zero-forcing*), consiste apenas no inverso da estimativa do canal  $H_k'$  [36]

$$F_{ZF}[k] = \frac{1}{H_k'}. \quad (2.21)$$

Supondo uma estimativa perfeita do canal, observa-se que a ISI é completamente removida do símbolo  $X'_k$  recebido, entretanto, o ruído  $W_k$  é amplificado. No caso do OFDM, o equalizador ZF representa o equalizador ótimo [37].

$$X'_k = (X_k H_k + W_k) F_{ZF}[k] = X_k + \frac{W_k}{H'_k}. \quad (2.22)$$

Apesar de a ISI ter sido removida, a SNR recebida  $\gamma'_k$  se mantém após a equalização, isto porque a potência resultante do sinal é  $\frac{N}{N+CP} P_k |H_k|^2 / |H_k|^2 = \frac{N}{N+CP} P_k$  e a potência do ruído é  $\sigma_k^2 / |H_k|^2$ . Consequentemente,  $\gamma_k = \gamma'_k$  [33].

### 2.1.3 Mitigação de desvanecimento por subportadora

Apesar de sistemas multiportadoras serem capazes de combater a ISI ocasionada pelo espalhamento temporal do canal, cada subportadora  $k$ , mesmo sofrendo desvanecimento plano, ainda pode sofrer uma grande degradação de desempenho [33]. Dessa forma, a compensação dos efeitos de desvanecimento do canal se torna essencial para atingir uma taxa de erro bit (*bit error rate* - BER) uniforme em todas as subportadoras, evitando que uma subportadora de pior desempenho predomine sobre a BER total.

#### 2.1.3.1 Codificação

A utilização de códigos corretores de erro (*forward error correction* - FEC) em conjunto com OFDM é comumente denominada OFDM codificado (C-OFDM). Utilizando a codificação através de todas as subportadoras é possível espalhar a informação a ser transmitida na frequência, assim, a informação recebida em subportadoras com melhores relações sinal-ruído (*signal-to-noise ratios* - SNRs) pode ser utilizada para corrigir os símbolos errados recebidos nas subportadoras de pior desempenho. Para códigos corretores de erros que sejam sensíveis a erros em rajada, é possível melhorar seu desempenho com o uso de um entrelaçador (*interleaver*) de bit. Esta é uma das soluções mais utilizadas, principalmente em sistemas sem fio, pois não exige o conhecimento do canal. Porém, para sistemas ópticos de curta distância, o uso de códigos corretores complexos pode acarretar aumento de custo ou consumo de potência. Ademais, a relativa estabilidade da dispersão modal na fibra multimodo, se comparada com canais de sistemas sem fio, favorece os métodos que necessitam da estimativa do canal no transmissor [4].

### 2.1.3.2 Power loading

O *power loading* consiste basicamente na compensação do desvanecimento seletivo em frequência do canal no transmissor através de uma pré-alocação de potência em cada subportadora. Ou seja, dado o ganho  $|H_k|$  da subportadora  $k$ , a potência de transmissão desta subportadora é convertida para  $P_k/|H_k|^2$ . No receptor, a potência resultante do sinal também será  $P_k|H_k|^2/|H_k|^2 = P_k$ , mas a potência de ruído não será amplificada ( $\sigma_k^2$ ), conseqüentemente,  $\gamma'_k = P_k/\sigma_k^2$  [33]. Apesar de este método exigir a estimativa do canal no transmissor, isto pode ser obtido por meio da utilização de um canal de retorno ou, devido à relativa estabilidade da dispersão modal na fibra multimodo, esta estimativa pode ser obtida previamente durante um protocolo de camadas de nível superior.

### 2.1.3.3 Bit loading

O *bit loading* também necessita da informação prévia do canal no transmissor, e a partir dos ganhos deste, varia a alocação da potência e da taxa de bits de cada subportadora. O algoritmo proposto por Chow *et al.* [38] prevê a distribuição da taxa de acordo com a capacidade de canal  $C$ . Conseqüentemente, apresenta melhor desempenho quando comparada com o *power loading*, já que no primeiro caso, todas as subportadoras enviam a mesma taxa de bits, acarretando em um grande consumo de potência para conseguir equiparar a SNR das piores subportadoras com as demais.

Para um canal de ruído Gaussiano branco aditivo (*additive white Gaussian noise - AWGN*), a máxima taxa de transmissão atingível é dada pela capacidade de canal de Shannon

$$\frac{C}{B} = \log_2(1 + \gamma), \quad (2.23)$$

em que  $B$  é a banda do canal e  $\gamma$  a SNR. Qualquer sistema prático deve transmitir a uma taxa de bit  $R$  menor que  $C$ . A taxa  $R$  atingível pode ser escrita como

$$\frac{R}{B} = \log_2\left(1 + \frac{\gamma}{\Gamma}\right), \quad (2.24)$$

sendo  $\Gamma$  a constante de lacuna que representa a perda com respeito à capacidade do canal. Assim, para  $\Gamma = 0$  dB,  $R = C$ . Para um sistema QAM não codificado [12]

$$\Gamma = \frac{\alpha^2}{3}, \quad (2.25)$$

em que  $\alpha = Q^{-1}(P_e)$ , sendo  $P_e$  a probabilidade de erro de símbolo almejada e  $Q^{-1}$  a função  $Q$  inversa. Para um sistema OFDM de  $N$  subportadoras, quando a potência

média total de transmissão do sinal  $P_T$  é fixa, a máxima taxa de bit possível por subportadora pode ser escrita como [12]

$$\begin{aligned} \max_{P_k} \left( \frac{R}{B} \right) &= \sum_{k=0}^{N-1} \log_2 \left( 1 + \frac{P_k |H_k|^2}{\Gamma \sigma_k^2} \right) \\ &\text{restrito a } P_T = \sum_{k=0}^{N-1} P_k. \end{aligned} \quad (2.26)$$

A solução de (2.26) é conhecida como *water-filling* [12]

$$P_k + \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2} = a, \quad (2.27)$$

em que  $a$  é uma constante escolhida de modo que satisfaça  $P_T = \sum_k P_k$ . Consequentemente, a alocação ótima de potência é dada por

$$P_k = \begin{cases} a - \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2}, & a \geq \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2} \\ 0, & a < \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2} \end{cases}. \quad (2.28)$$

Após a alocação de potência ótima, a taxa de bits por subportadora  $R_k$  é calculada por (2.24) para  $B = B_N$ . A taxa total  $R$  é determinada por (2.26). Como os valores normalizados de bits ( $R/B$ ) assumem quaisquer valores reais não-negativos, a solução exata de *water-filling* pode não ser aplicável na prática. Assim, o algoritmo de Levin-Campello [39] propõe a solução discreta ótima para o *bit loading* [12].

Entretanto, por representar a maximização da taxa de bit de acordo com a capacidade de canal  $C$ , esta solução não se mostra prática para sistemas que exigem uma taxa de bit fixa. De forma a garantir esta restrição, o algoritmo de Fischer-Huber [40] será apresentado e utilizado na Seção 3.4.

## 2.2 Sistemas SC-FDE

Sistemas SC-FDE utilizam a transmissão em portadora única, divisão da informação em blocos de dados separados por um intervalo de guarda e equalização no domínio da frequência. Em sistemas OFDM a informação é modulada no domínio da frequência, enquanto que nestes sistemas a informação é modulada no domínio do tempo, o que impossibilita o uso de técnicas como o *power/bit loading* na SC-FDE. Porém, como a informação está contida no domínio do tempo, estes sistemas são resilientes a canais seletivos na frequência mesmo sem a utilização de codificação. A diferença conceitual entre essas técnicas traduz-se em uma diferença estrutural, na SC-FDE a IFFT é movida do transmissor para o receptor. Dessa forma, apesar da equivalência em complexidade de processamento [5], a SC-FDE apresenta transmissores mais simples e

receptores mais complexos. O diagrama em blocos de um sistema SC-FDE é mostrado na Figura 2.10. A estrutura de transmissão de um sistema SC-FDE é a mesma de um sistema OOK IM/DD tradicional, o que representa uma vantagem já que não é necessário alterar os transmissores ópticos dos enlaces já existentes.

No transmissor, uma sequência de dados binária é carregada no modulador. Para atender às condições de sistemas IM/DD, a sequência binária é modulada em uma sequência de símbolos estritamente positivos,  $S_n \in \{0, 1, 2, \dots, M - 1\}$ , em que  $M$  representa a ordem da constelação unipolar  $M$ -PAM. Em seguida, essa sequência de símbolos é dividida em blocos de tamanho  $N_s$ . Analogamente à Figura 2.4, cada bloco de tamanho  $N_s$  recebe a adição de um prefixo cíclico, constituente dos últimos  $N_{CP}$  símbolos do bloco, formando o símbolo SC-FDE de tamanho  $N_s + N_{CP}$ . Seja  $T$  a duração temporal de um símbolo  $S_n$ , a duração temporal do CP é calculada como  $T_{CP} = TN_{CP}$ . Como na OFDM, a adição do intervalo de guarda tem o intuito de combater a ISI entre os blocos SC-FDE, para isso,  $T_{CP} > T_c$ , em que  $T_c$  o espalhamento de atraso máximo do canal. A sequência de símbolos SC-FDE resultante  $\bar{s}$  modula diretamente o *laser* transmissor. Pelo fato de utilizada uma modulação em amplitude de pulso, não há necessidade de utilização de um DAC externo. No receptor, um fotodetector detecta diretamente o sinal que passa em seguida por um ADC. Os prefixos cíclicos são descartados e a FFT é realizada para que a equalização no domínio da frequência possa ser executada bloco a bloco. Em seguida, a IFFT retorna a sequência de símbolos para o domínio do tempo e o demodulador estima a sequência binária transmitida.

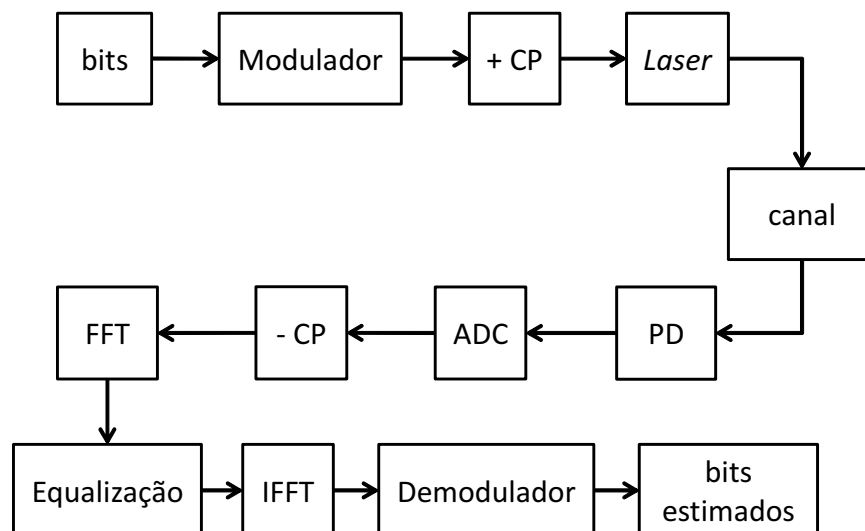


Figura 2.10: Diagrama em blocos de um sistema SC-FDE IM/DD.



### 2.2.1 Equalização no domínio da frequência

Assim como apresentado na Seção 2.1.2, o equalizador ZF é capaz de remover completamente a ISI do símbolo recebido. O equalizador de mínimo erro quadrático médio (*minimum mean squar error* - MMSE) utiliza a estimativa da SNR para balancear a amplificação de ruído nas subportadoras  $k$  com ganhos  $|H_k|$  muito baixos [36], ou seja, caso  $|H_k|$  possua um valor muito pequeno para uma dada subportadora  $k$ , o termo de SNR  $\gamma_k$  impede a completa inversão do canal, regulando a amplificação do ruído de acordo com sua própria potência. Equação que descreve o equalizador MMSE pode ser escrita como

$$F_{MMSE}[k] = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \gamma_k^{-1}}. \quad (2.29)$$

Neste trabalho consideramos o equalizador ZF devido à sua simplicidade e porque, para baixos valores de potência de ruído, seu desempenho é comparável ao equalizador MMSE [28].

## Capítulo 3 Análise de Penalidade de Potência

Com o intuito de comparar o desempenho das técnicas DMT e SC-FDE em sistemas ópticos de detecção direta, Wolf e Haardt [10] realizaram um estudo de penalidades com foco na eficiência do sistema. A partir de um sistema óptico IM/DD genérico, descrito na Seção 3.1, curvas de penalidade de potência são obtidas analiticamente baseadas em uma referência OOK.

### 3.1 Sistema óptico IM/DD

As Figuras 2.5 e 2.10 mostram os diagramas em blocos de sistemas DMT e SC-FDE com detecção direta. Para a representação da conversão E-O-E, composta pelo *laser* transmissor, pelo canal óptico e pelo fotodetector (*photodetector* - PD), algumas considerações são feitas em [10]. O *laser* transmissor é representado por um modulador em intensidade ideal, em que a potência óptica instantânea é a réplica do sinal elétrico positivo modulante. O canal óptico é modelado por um filtro Gaussiano passa-baixa com função transferência

$$G(f) = e^{-\ln(2)\left(\frac{f}{f_h}\right)^2}, \quad (3.1)$$

em que  $f_h = \sqrt{2}f_c$ , sendo  $f_c$  a frequência de corte elétrica de 3 dB do canal. Já o fotodetector é representado por um PD ideal com responsividade  $R$  seguido de um canal AWGN. O ruído Gaussiano branco, com densidade espectral de potência  $N_0$ , modela o ruído térmico proveniente dos circuitos eletrônicos do receptor.

Com o intuito de garantir a mesma taxa de erro de bit (BER) para todas as subportadoras, o *power loading* é utilizado nas técnicas DMT. Dessa forma, cada subportadora  $k$  tem seu coeficiente  $X_k$  ponderado pelo inverso da resposta do canal  $\frac{1}{|G(kf_0)|}$ , sendo  $f_0$  equivalente ao espaçamento em frequência entre subportadoras [10]. Neste caso, como o canal óptico considerado não distorce a fase do sinal, não há necessidade de utilização da equalização no receptor. O sistema SC-FDE considera o uso do equalizador ZF.

### 3.2 Derivação analítica de curvas de penalidade

A análise da penalidade de potência é feita de forma a avaliar o aumento da potência óptica média de lançamento, para manter a mesma probabilidade de erro de bit,  $p_b$ , em relação a uma referência NRZ-OOK (*non-return to zero on-off keying*) sem dispersão temporal e de mesma taxa de bit  $R_b$  e ruído com densidade espectral de potência  $N_0$ .

Em cada análise, são traçadas curvas analíticas para diferentes esquemas de modulação e frequências de corte do canal a fim de se analisar o desempenho de cada esquema sob estreitamento do canal óptico.

Contanto que o CP utilizado seja longo o suficiente para evitar a ISI e o ruído proveniente do processo de ceifamento possa ser ignorado, a derivação analítica da penalidade de potência  $\delta P_{anl}$  pode ser feita com precisão. A  $\delta P_{anl}$  pode ser decomposta em três partes principais: a penalidade de potência do uso do prefixo cíclico  $\delta P_{anl,CP}$ , a penalidade da compensação da perda causada pelo canal dispersivo  $\delta P_{anl,disp}$  e a penalidade do tipo de modulação utilizada  $\delta P_{anl,mod}$  [10]. A primeira representa a potência óptica adicional gasta para enviar o CP de cada símbolo DMT/SC-FDE, e pode ser escrita como

$$\delta P_{anl,CP} = 5 \log \frac{N + N_{CP}}{N}. \quad (3.2)$$

Por ser derivada da penalidade de potência elétrica, a penalidade de potência óptica  $\delta P_{anl,CP}$  apresenta o fator multiplicativo  $5=10/2$ , em vez do fator 10, já que a potência óptica é diretamente proporcional a corrente elétrica.

A penalidade de potência óptica  $\delta P_{anl,disp}$  representa a potência óptica adicional gasta para compensar a atenuação causada pelo canal dispersivo. Nas técnicas DMT, este gasto é observado na utilização do *power loading*. Já na SC-FDE, este ocorre no processo de equalização. A  $\delta P_{anl,disp}$  pode ser aproximada por [10]

$$\delta P_{anl,disp} \approx 5 \log \left( \frac{1}{B_{tot}} \int_0^{B_{tot}} \frac{1}{|G(f)|^2} df \right), \quad (3.3)$$

em que  $B_{tot}$  representa a banda total do sinal. Note que um aumento de  $\frac{1}{|G(kf_0)|}$  em cada subportadora eleva a potência elétrica de cada subportadora por um fator de  $\frac{1}{|G(kf_0)|^2}$ .  $B_{tot}$  pode ser calculada como [10]

$$B_{tot} = \begin{cases} R_b \cdot \frac{1}{\log_2(M)} \cdot \frac{N+N_{CP}}{N} \cdot \frac{N_c+1}{N_c}, & \text{para DC-DMT ou PAM-DMT} \\ 2 \cdot R_b \cdot \frac{1}{\log_2(M)} \cdot \frac{N+N_{CP}}{N}, & \text{para AC-DMT} \\ R_b \cdot \frac{1}{\log_2(M)} \cdot \frac{N+N_{CP}}{N}, & \text{para PAM-FDE} \end{cases}. \quad (3.4)$$

Para a PAM-FDE,  $B_{tot}$  corresponde à taxa de símbolo  $R_s = \frac{R_b}{\log_2(M)}$  multiplicada pelo *overhead* inserido pela adição do CP ( $\frac{N+N_{CP}}{N}$ ). Para os casos DC-DMT e PAM-DMT, o fator  $\frac{N_c+1}{N_c}$  é decorrente do fato de não se utilizar o nível DC para transportar dados. Já no caso AC-DMT,  $B_{tot}$  corresponde a  $2R_s$  multiplicado pelo *overhead* inserido pela adição do CP, pois apenas as subportadoras ímpares são destinadas ao transporte de dados.

A penalidade de potência óptica  $\delta P_{anl,mod}$  representa a potência óptica adicional necessária para atingir a mesma probabilidade de erro de bit  $p_b$  do sistema de referência NRZ-OOK para um canal AWGN. Essa penalidade pode ser resumida como [10]

$$\delta P_{anl,mod} = \begin{cases} k_{clip} \sqrt{\frac{2}{3} \frac{M-1}{\log_2(M)}}, & \text{para DC-DMT} \\ \sqrt{\frac{4}{3\pi} \frac{M-1}{\log_2(M)}}, & \text{para AC-DMT} \\ \sqrt{\frac{2}{3\pi} \frac{M^2-1}{\log_2(M)}}, & \text{para PAM-DMT} \\ \frac{M-1}{\sqrt{\log_2(M)}}, & \text{para PAM-FDE} \end{cases}, \quad (3.5)$$

em que  $M$  representa a ordem de grandeza do esquema de modulação.

### 3.3 Configuração de simulação

Com o finalidade de validar nossos modelos computacionais, desenvolvidos com o *software* MATLAB<sup>®</sup>, adotou-se uma configuração de simulação semelhante à proposta por [10] para equiparar os resultados de simulação aos obtidos pelos modelos analíticos apresentados na Seção 3.2. As simulações se dividem em três configurações básicas: configuração de referência, configuração DMT e configuração FDE. Como parâmetros de simulação utilizou-se  $p_b = 10^{-3}$ , tamanho da FFT  $N = 64$  e prefixo cíclico  $N_{cp} = 16$  para a PAM-FDE; e  $N = 128$  e  $N_{cp} = 32$  para as técnicas DMT. O número de subportadoras de dados foi  $N_c = 52$  para a DC-DMT/PAM-DMT, e  $N_c = 26$  para a AC-DMT. A Tabela 3.1 mostra os valores de  $k_{clip}$  utilizados para cada ordem de modulação na DC-DMT [10]. A escolha da taxa de bit  $R_b$  e a densidade espectral de potência  $N_0$  do ruído AWG não influenciam os resultados obtidos, pois os sistemas são avaliados para os mesmos valores de  $R_b$  e  $N_0$  utilizados na configuração de referência.

Tabela 3.1: Constantes de probabilidade de corte  $k_{clip}$

$M$ -QAM	4	16	64	256	1024
$k_{clip}$	2,3	2,5	3,1	3,5	3,7

#### 3.3.1 Configuração de referência

A Figura 3.1 mostra o diagrama em blocos desta configuração. Primeiramente uma sequência binária de dados modula o *laser* emissor ideal. Em seguida a potência óptica média  $P_{original}$  do sinal é calculada, e o sinal é modificado de modo a ter sua potência óptica média igual à potência  $P$  pretendida. Na recepção, o sinal é detectado diretamente por um PD de responsividade unitária e um ruído AWG é adicionado ao sinal. Variando o valor de  $P$ , encontra-se o valor necessário para obter uma  $p_b = 10^{-3}$ .

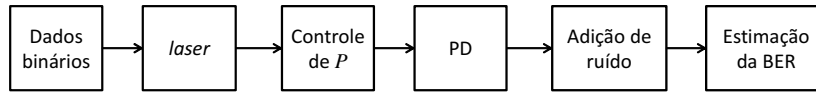


Figura 3.1: Diagrama em blocos do sistema de referência NRZ-OOK.

### 3.3.2 Configuração DMT

O diagrama em blocos genérico de simulação, contido na Figura 3.2, é utilizado para as três técnicas DMT apresentadas na Seção 2.1. Uma sequência binária de dados dá origem ao sinal DMT ao passar pelo bloco “Gerador de sinais OFDM” (descrito em detalhes na Figura 2.5). Em seguida, o sinal DMT modula diretamente o *laser* transmissor ideal e tem sua potência óptica média  $P$  modificada antes de ser filtrado pelo canal dispersivo. Na recepção, um fotodiodo faz a detecção direta do sinal seguida do acréscimo de ruído AWG. O sinal é paralelizado, tem seu CP removido, e retorna ao domínio da frequência após a realização da FFT. Os símbolos contidos em cada subportadora de dados são então demodulados, e o sinal retoma a forma serial para a estimação da BER. Cada um dos blocos sombreados (roxos) serão detalhados adiante nesta seção. Para reproduzir os resultados analíticos propostos por [10], simularam-se os mesmos esquemas de modulação utilizados e o mesmo intervalo de frequência de corte do canal analisado.

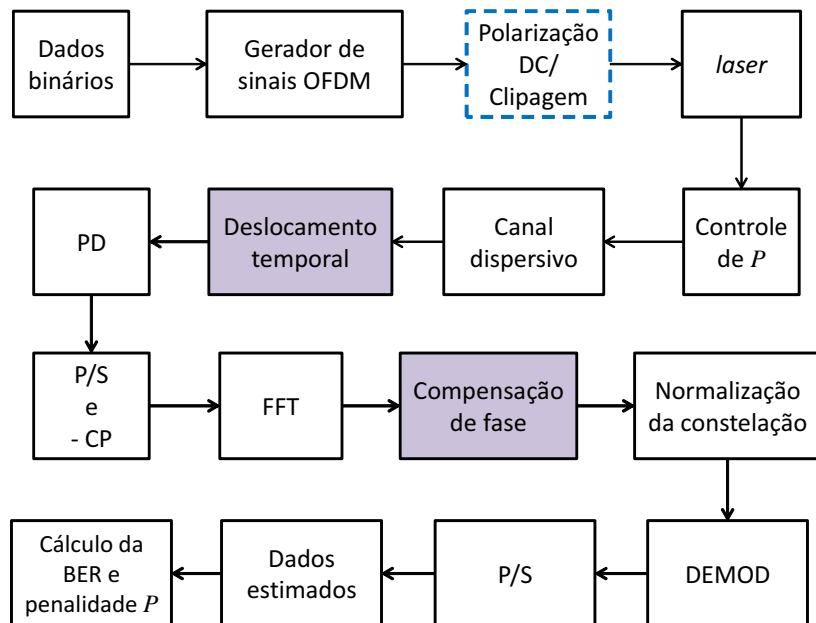


Figura 3.2: Diagrama em blocos genérico de simulação de um sistema DMT.

### 3.3.2.1 Deslocamento temporal

O sinal recebido na entrada do fotodiodo  $p_r[n]$  é obtido pela convolução do sinal transmitido com a resposta temporal do canal truncada  $g[n]$  ( $p_r[n] = p_{novo}[n] * g[n]$ ). Como a resposta em frequência do canal  $G(f)$  é uma Gaussiana, sua resposta no tempo  $g(t)$  também será uma Gaussiana, o que indica uma resposta impulsional do canal do tipo não-causal. Portanto, ao realizar a convolução  $p_{novo}[n] * g[n]$ , a parte não-causal de  $g[n]$  causará ISI no símbolo anterior. A Figura 3.3 mostra um exemplo do efeito da convolução de  $g[n] * p_{novo}[n]$  em cada símbolo OFDM de  $p_{novo}[n]$ . Dessa forma, é necessário realizar um deslocamento em  $g[n]$  de forma que sua resposta temporal apenas cause interferência na parte que contém o prefixo cíclico. A Figura 3.3 apresenta um deslocamento discreto de  $\frac{N_{CP}}{2}$  amostras de modo a garantir que o pico da Gaussiana esteja exatamente na metade do prefixo cíclico, e caso  $T_{CP} > T_{ch}$ , não haverá ISI.

### 3.3.2.2 Compensação de fase

Os símbolos recebidos em cada uma das subportadoras apresentarão um desvio de fase devido ao deslocamento temporal realizado. Um deslocamento no tempo equivale a um desvio de fase na frequência,  $g(t-t_0) = G(\omega)e^{-j\omega t_0}$ . Em tempo discreto, essa relação pode ser apresentada por  $g[n-n_0] = G[N]e^{-j\omega_0 n_0}$ , sendo  $\omega_0 = \frac{2\pi k}{N}$  e  $k, N \in \mathbb{Z}$ . Como o deslocamento temporal feito foi de  $\frac{N_{CP}}{2}$  amostras, isso provocará um deslocamento de fase igual a  $\frac{2\pi}{N} \frac{N_{CP}}{2} \cdot k = \frac{\pi}{4} \cdot k$  para cada  $k$ -ésima subportadora. A Figura 3.4 mostra o desvio de fase da constelação recebida para as três técnicas DMT. Como o espaçamento entre subportadoras é o mesmo, suas frequências são múltiplas e, conseqüentemente, os seus desvios. Para os casos de DC-DMT (4-QAM) e PAM-DMT (4-PAM) é possível observar uma aparente rotação de exatos  $\frac{\pi}{4}$  da constelação, já que cada subportadora

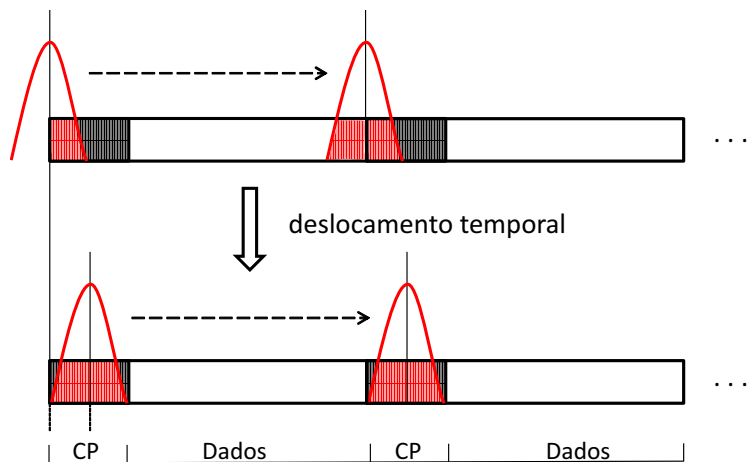


Figura 3.3: Deslocamento temporal do canal.

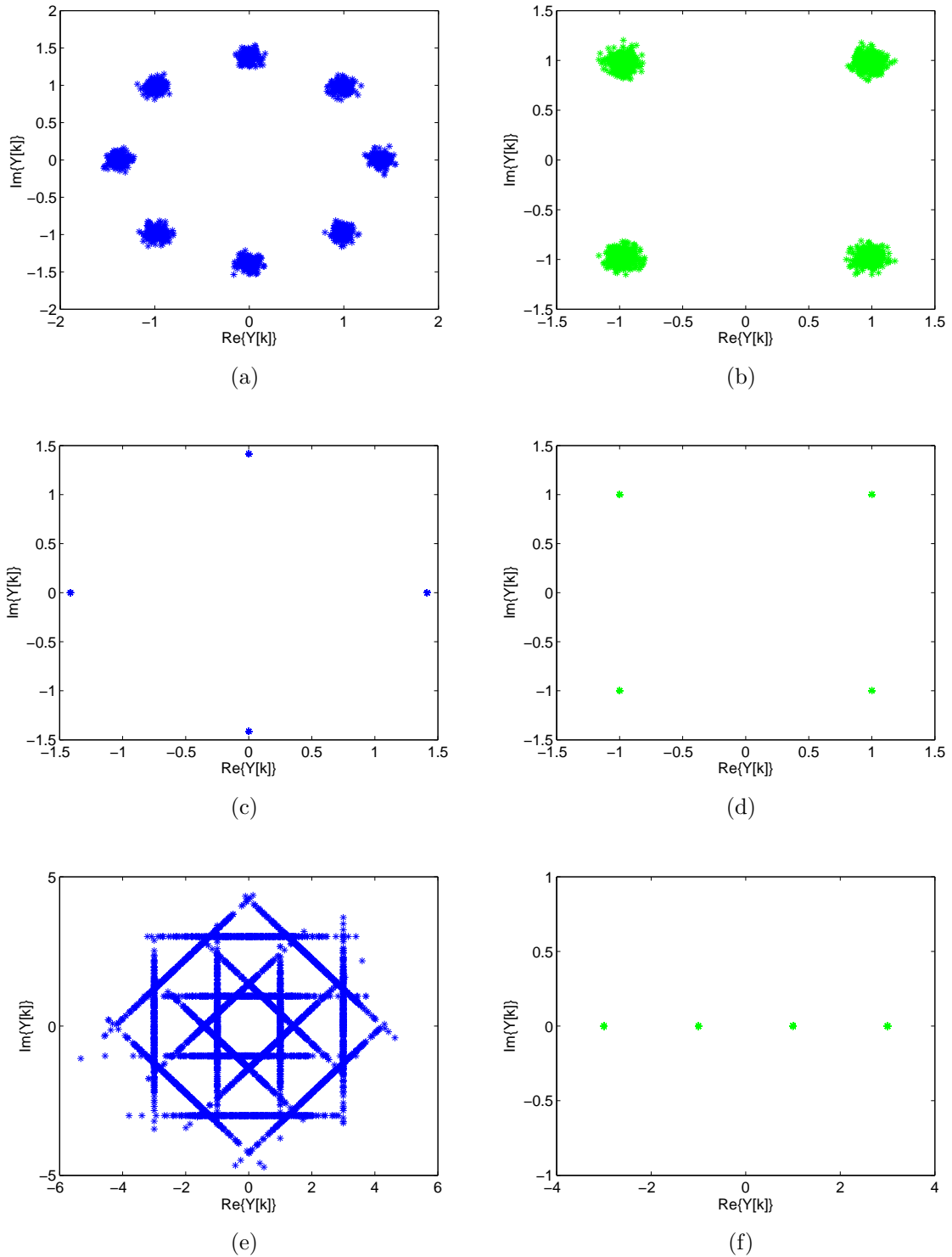


Figura 3.4: Constelações recebidas sem a compensação de fase: a) DC-DMT (4-QAM), c) AC-DMT (4-QAM) e e) PAM-DMT (4-PAM). Constelações recebidas com as fases compensadas: b) DC-DMT (4-QAM), d) AC-DMT (4-QAM) e f) PAM-DMT (4-PAM).

irá causar um desvio de  $\frac{\pi}{4} \cdot k$  no símbolo original. No caso do AC-DMT (4-QAM), como somente as subportadoras ímpares contém dados, os desvios causados serão múltiplos ímpares. Isso resulta em um desvio igual a  $\frac{\pi}{4} \cdot (2k + 1)$  em cada símbolo original,

gerando um desvio aparente de  $\pi$  na constelação recebida. As constelações mostradas pela Figura 3.4 foram geradas por um sinal com o uso do *power loading*, sob a influência de um canal dispersivo com  $f_c = 2B_{tot}$  e livre de ruído AWG. Portanto, é possível perceber o efeito do ruído de ceifamento no caso DC-DMT enquanto que nos demais casos ele é inexistente.

### 3.3.2.3 Cálculo da BER e da penalidade $PP$

Após obtida a sequência de bits estimada, o cálculo da BER é feito pelo método Monte-Carlo de contagem direta de erros para cada ponto de simulação (representado por um tipo de modulação, um valor de frequência de corte do canal  $f_c$  e um valor de potência óptica média  $P$ ). Para cada tipo de modulação, procura-se a potência  $P$  necessária para atingir uma  $BER < 10^{-3}$  para cada frequência de corte  $f_c$ . Por meio de interpolação, é possível estimar a potência  $P$  necessária para uma  $BER \cong 10^{-3}$ . De posse da potência  $P$  necessária em cada ponto, o gráfico de penalidade de potência em função da frequência de corte do canal pode ser traçado, sendo a penalidade de potência  $\delta P$  em cada ponto  $\delta P = P(\text{dBm}) - P_{ref}(\text{dBm})$ .

### 3.3.3 Configuração SC-FDE

Analogamente à referência DMT, a Figura 3.5 apresenta o diagrama em blocos de simulação para as técnicas SC-FDE apresentadas na Seção 2.2. Uma sequência binária de dados é modulada utilizando uma modulação  $M$ -PAM unipolar. O sinal resultante tem o CP adicionado e modula diretamente o *laser* transmissor ideal e tem sua potência óptica média  $P$  modificada antes de ser filtrado pelo canal dispersivo. Na recepção, um fotodiodo faz a detecção direta do sinal seguida do acréscimo de ruído AWG. O sinal tem seu CP removido e a FFT é efetuada para a realização da equalização no domínio da frequência. Em seguida, a IFFT é realizada e os símbolos equalizados são então demodulados para a estimação da BER. Conforme explicado na Subseção 3.3.2, o bloco sombreado (roxo) “Deslocamento temporal” é idêntico para o caso do SC-FDE. No entanto, o deslocamento de fase, proveniente do deslocamento temporal do canal, é automaticamente corrigido fornecendo-se a versão do canal deslocada no tempo ao equalizador. Para reproduzir os resultados analíticos propostos em [10], os mesmos esquemas de modulação utilizados e o mesmo intervalo de frequência de corte do canal analisado também foram utilizados.



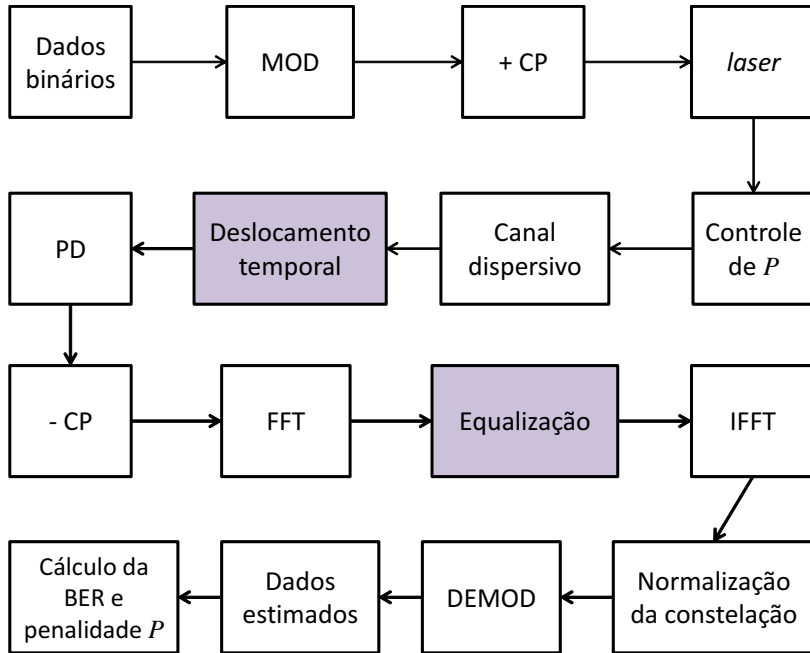


Figura 3.5: Diagrama em blocos genérico de simulação de um sistema PAM-FDE.

### 3.3.4 Resultados

A Figura 3.6 mostra os resultados de simulação (pontos) e os resultados dos modelos analíticos (linha sólida) para a penalidade de potência óptica de acordo com o estreitamento da frequência de corte do canal  $f_c$  obtidos para as quatro técnicas. A Tabela 3.1 mostra os valores de  $k_{clip}$  utilizados em [10] para cada ordem de modulação no DC-DMT. Nota-se que, para todos os casos, a penalidade de potência inicial é dominada pelo efeito do ruído aditivo, já que a resposta em frequência do canal ainda é consideravelmente plana. Assim, quanto maior a ordem do esquema de modulação  $M$  utilizado, maior será a penalidade inicial. Ademais, os esquemas AC-DMT e PAM-DMT possuem a mesma robustez ao estreitamento do canal, se para um sinal AC-DMT for utilizada uma modulação em fase e quadratura de ordem  $M^2$ , e para o sinal PAM-DMT uma modulação em quadratura de ordem  $M$  [10]. Ou seja, um sinal 16-QAM AC-DMT apresenta o mesmo desempenho de penalidade de potência que um sinal 4-PAM, PAM-DMT.

Com o intuito de analisar a eficiência em cada faixa  $f_c$ , a Figura 3.7 apresenta um resumo comparativo dentre as curvas de penalidade de potência mínima  $\delta P_{min}$  para as quatro técnicas avaliadas, que consiste no menor valor de  $\delta P$  dentre os diversos tipos de modulação analisados para cada valor de  $R_b/f_c$ . Quando comparadas à PAM-FDE, as técnicas DMT apresentam uma menor penalidade somente para  $R_b/f_c \leq 1$  (AC-DMT/PAM-DMT). Cabe ressaltar que a AC-DMT aparentemente apresenta uma melhor eficiência energética que a PAM-DMT neste intervalo, pois a modulação 2-PAM

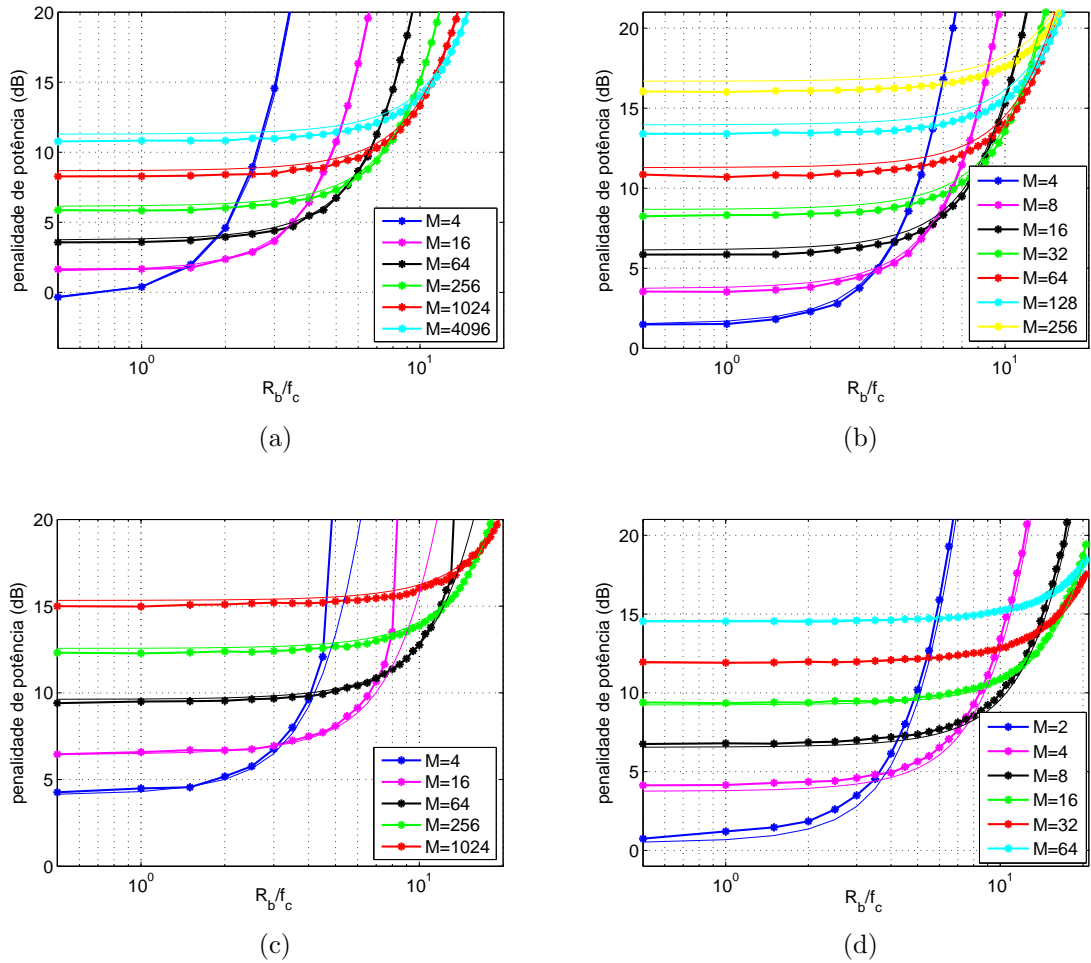


Figura 3.6: Penalidade de potência: a) AC-DMT, b) PAM-DMT, c) DC-DMT e d) PAM-FDE. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Estrelas: curva obtida por meio de simulação considerando um canal Gaussiano.

(PAM-DMT), que seria equiparável à curva 4-QAM (AC-DMT), não foi simulada. A DC-DMT apenas supera o desempenho das demais técnicas DMT quando o canal se torna muito estreito,  $R_b/f_c > 8,5$ . Com o uso do *power loading* e sem o uso de codificação, a melhor eficiência do sistema PAM-FDE é esperada devido à sua resiliência intrínseca a canais seletivos em frequência.

A adoção do *power loading* implica que todas as subportadoras enviem a mesma quantidade de informação, sofrendo apenas um ajuste de potência de acordo com a resposta em frequência do canal para que todas as subportadoras mantenham relações sinal-ruído (SNR) equivalentes. Entretanto, como visto na Seção 2.1.3, esta técnica é contrária à solução de maximização da taxa de bit conhecida como *water-filling* [38], consumindo muita potência para conseguir equiparar a SNR de todas subportadoras.

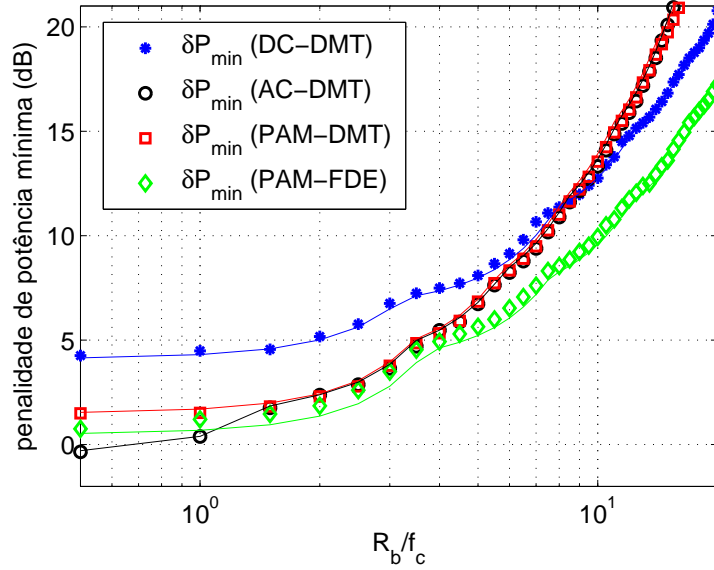


Figura 3.7: Penalidade de potência mínima  $\delta P_{min}$  para cada valor  $R_b/f_c$ . Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Marcadores: indicam curva obtida por meio de simulação considerando um canal Gaussiano.

### 3.4 Bit loading (DMT)

Com o intuito de melhorar o desempenho do sistema simulou-se também a técnica de *bit loading*. Como a solução de *water-filling*, apresentada na Subseção 2.1.3.3, prevê maximização da taxa de bit  $R_b$  por meio da distribuição de taxa de acordo com a capacidade de canal  $C$ , ela não se mostra prática, pois o problema em questão exige uma taxa  $R_b$  e uma potência de transmissão total  $P_T$  fixas. O algoritmo de Fischer-Huber [40] é capaz de garantir estas restrições e também tenta garantir a mesma SNR para cada subportadora seguindo uma distribuição ótima do número de bits por subportadora. Considerando a modulação QAM, o algoritmo de alocação de bits pode ser descrito como [41]

$$R_k = \frac{1}{N_c} \left[ R_T + \log_2 \left( \prod_{i=0}^{N_c-1} \frac{\sigma_i^2}{|H_i|^2} \right) - N_c \log_2 \left( \frac{\sigma_k^2}{|H_k|^2} \right) \right], \quad (3.6)$$

em que  $R_k$  representa o número de bits por subportadora por símbolo DMT,  $N_c$  indica o número de subportadoras de dados,  $R_T$  a quantidade total de bits por símbolo DMT,  $H_k$  o ganho do canal na  $k$ -ésima suportadora e  $\sigma_k^2$  a variância do ruído da  $k$ -ésima suportadora.

A quantidade  $R_k$  é calculada para as  $N_c$  subportadoras. Caso ocorra  $R_k < 0$ , a  $k$ -ésima subportadora é desconsiderada ( $R_k = 0$ ) e o algoritmo é recalculado para as  $N_c - 1$  subportadoras restantes. O cálculo é feito iterativamente até se obter um conjunto de subportadoras  $D$  com  $R_k > 0$ , em que  $R_T = \sum_k R_k$ . Por representar a quantidade

exata de bits por subportadora por símbolo DMT necessária para se manter uma mesma SNR em todas as subportadoras,  $R_k$  assume valores reais. Consequentemente, a potência total  $P_T$  é dividida igualmente entre todas as subportadoras  $P_k = \frac{P_T}{N_c}$  [40]. No entanto, certas quantidades reais de bits não são viáveis, dessa forma, os valores  $R_k$  utilizados devem ser quantizados de acordo com um conjunto de possíveis quantidades de bit discretas chamado  $R_{qk}$ , com a restrição de manter  $R_T = \sum_k R_{qk}$ . O processo de quantização altera a quantidade de bits teórica  $R_k$  e, consequentemente, a SNR das subportadoras não são mais equivalentes. A fim de garantir esta condição, uma adaptação na potência de cada subportadora  $k$  pode ser feita

$$P_k = c \frac{\sigma_k^2}{|H_k|^2} 2^{R_{qk}}, \quad k \in D, \quad (3.7)$$

em que  $c$  é uma constante de potência que garante  $\sum_k P_k = P_T$ .

Para o caso da modulação PAM, as variáveis e o processo iterativo de alocação são os mesmos que da modulação QAM, no entanto, o cálculo de  $R_k$  e  $P_k$  são descritos por [42]

$$R_k = \frac{1}{N_c} \left[ R_T + \frac{1}{2} \log_2 \left( \prod_{i=0}^{N_c-1} \frac{\sigma_i^2}{|H_i|^2} \right) - \frac{N_c}{2} \log_2 \left( \frac{\sigma_k^2}{|H_k|^2} \right) \right] \quad (3.8)$$

e

$$P_k = c \frac{\sigma_k^2}{|H_k|^2} 2^{R_{qk}}, \quad k \in D, \quad (3.9)$$

respectivamente. Como nenhum código de correção de erro é considerado, a Tabela 3.2 mostra o conjunto dos valores  $R_{qk}$  discretos utilizado para cada técnica DMT. Eles foram escolhidos seguindo os valores de  $M$  utilizados em cada técnica em [10].

Tabela 3.2: Conjunto discreto  $R_{qk}$ .

	DC-DMT	AC-DMT	PAM-DMT
conjunto $R_{qk}$	{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10}	{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12}	{0,1,2,3,4,5,6,7,8}

A Figura 3.8 mostra um exemplo da alocação de bits contínua  $R_k$  (linha pontilhada em azul) e a alocação de bits quantizada  $R_{qk}$  (linha sólida vermelha com pontos). Para o caso  $R_b/f_c = 0.5$ , Figura 3.8a, é possível perceber que todas as subportadoras carregam informação, logo,  $D = N_c$ . Já para o caso  $R_b/f_c = 10$ , Figura 3.8b, nota-se que o estreitamento do canal faz com que não seja vantajoso transmitir informação em todas as  $N_c$  subportadoras de dados, e para satisfazer a condição  $\sum_k R_{qk} = R_T$ , as subportadoras de melhor SNR são destinadas a transmitir uma maior quantidade de bits de modo a compensar as subportadoras inativas.

Analisando as curvas de penalidade de potência mínima da Figura 3.7, é possível compará-las a uma espécie de *bit loading* de apenas dois níveis discretos  $R_{qk} \in \{0, L\}$ ,

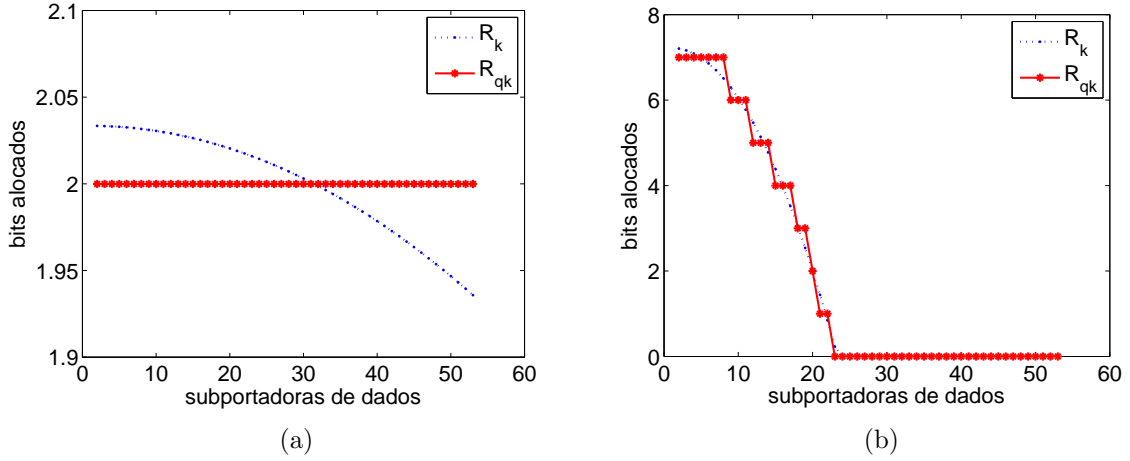


Figura 3.8: Alocação de bits, para o DC-DMT, nas subportadoras de dados para o canal Gaussiano com frequências de corte iguais a: a)  $R_b/f_c = 0.5$  e b)  $R_b/f_c = 10$ .

em que  $L = \log_2 M$ , sendo  $M$  a dimensão da constelação utilizada. A interpretação desta alocação em dois níveis pode ser feita de duas maneiras. Na primeira, Figura 3.9a, o bloco da FFT de tamanho  $N$  é fixo e a quantidade de subportadoras que carregam dados  $N_c$  (bloco colorido) varia. Por exemplo, o bloco inferior sugere que  $N_c$  subportadoras moduladas com 4-QAM forneçam uma taxa  $R_b$ . O bloco logo acima sugere uma alocação em dois níveis para atingir a mesma taxa  $R_b$ :  $\frac{N_c}{2}$  subportadoras são moduladas com 16-QAM e as demais  $\frac{N_c}{2}$  subportadoras não carregam informação, e assim sucessivamente até atingirmos o bloco superior. Neste caso, o tempo de símbolo  $T_s$  é o mesmo, o que resulta em um espaçamento em frequência  $\delta f$  igual para todas as modulações. No segundo caso, Figura 3.9b, o bloco da FFT de tamanho  $N$  e a quantidade de subportadoras que carregam dados  $N_c$  (bloco colorido) são fixas, no entanto  $T_s$  e, conseqüentemente,  $\delta f$  variam. Utilizando (3.4), infere-se que o espaçamento em frequência  $\delta f$  para a modulação de 1024-QAM, é cinco vezes menor do que para o caso que utiliza 4-QAM. Como as curvas de penalidades de potência foram obtidas com esta

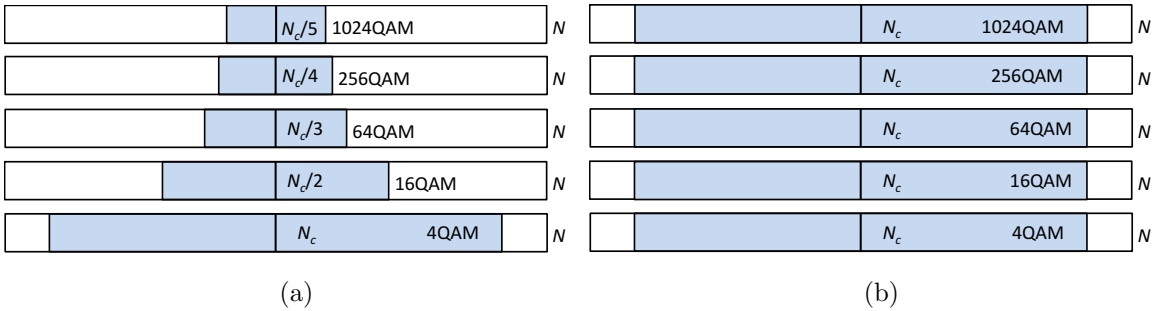


Figura 3.9: *Bit loading* de dois níveis, para o DC-DMT, considerando: a)  $N$  fixo e b)  $N_c$  fixo.

abordagem, as curvas de penalidade de potência mínima  $\delta P_{min}$ , apresentadas na Figura 3.7, consideram um  $\delta f$  variável, referente a cada modulação. Para realizar as curvas de penalidade de potência com o uso da técnica *bit loading* considerando vários níveis discretos  $R_{qk}$  de acordo com a primeira abordagem, Figura 3.9a, o tamanho da FFT, no caso da DC-DMT, tem que ser pelo menos igual a  $5N$  para que possa representar com uma resolução em frequência  $\delta f$  igual a mínima resolução utilizada nas curvas de alocação de dois níveis ( $\delta P_{min}$ ).

A Figura 3.10 mostra o erro quadrático médio entre  $R_k$  e  $R_{qk}$  em função de  $R_b/f_c$  para diferentes quantidades de subportadoras  $N$ , em que o número de subportadoras de dados  $N_c$  foi aumentado proporcionalmente a  $N$ . Quanto maior  $N$ , mais próxima a alocação de bits quantizada  $R_{qk}$  está da alocação de bits ideal  $R_k$ .

A Figura 3.11a mostra a comparação entre o *bit loading* de dois níveis ( $\delta P_{min}$ ) e o *bit loading* (BL) para o conjunto  $R_{qk}$  apresentado na Tabela 3.2. As curvas de BL apresentam desempenho melhor ou igual comparadas com a curva de penalidade mínima, devido ao fato de apresentarem mais níveis discretos  $R_{qk}$ . No entanto, a curva para  $N = 1024$ , por apresentar um menor erro quadrático, consegue acompanhar melhor o estreitamento do canal e apresenta um desempenho melhor ou igual quando comparado com a curva de  $N = 128$ . As Figuras 3.11b e 3.11c mostram esta comparação para as técnicas AC-DMT e PAM-DMT, respectivamente. Em ambas, fica mais evidente a influência de  $N$  para altos valores de  $R_b/f_c$ .

A Figura 3.12 compara as curvas de *bit loading* para as três técnicas DMT, com a curva de penalidade mínima para a técnica PAM-FDE. As técnicas AC-DMT/PAM-

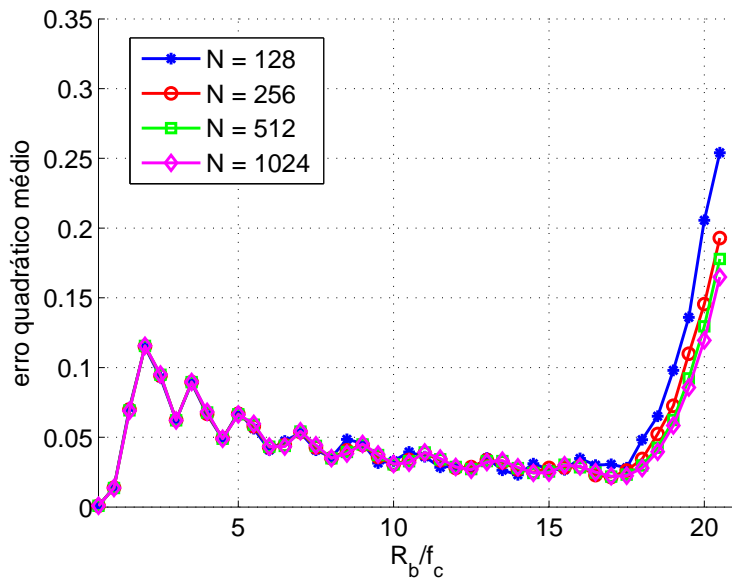


Figura 3.10: Erro quadrático médio entre  $R_k$  e  $R_{qk}$ , para o DC-DMT, em função de  $R_b/f_c$  para diferentes quantidades de subportadoras  $N$ .

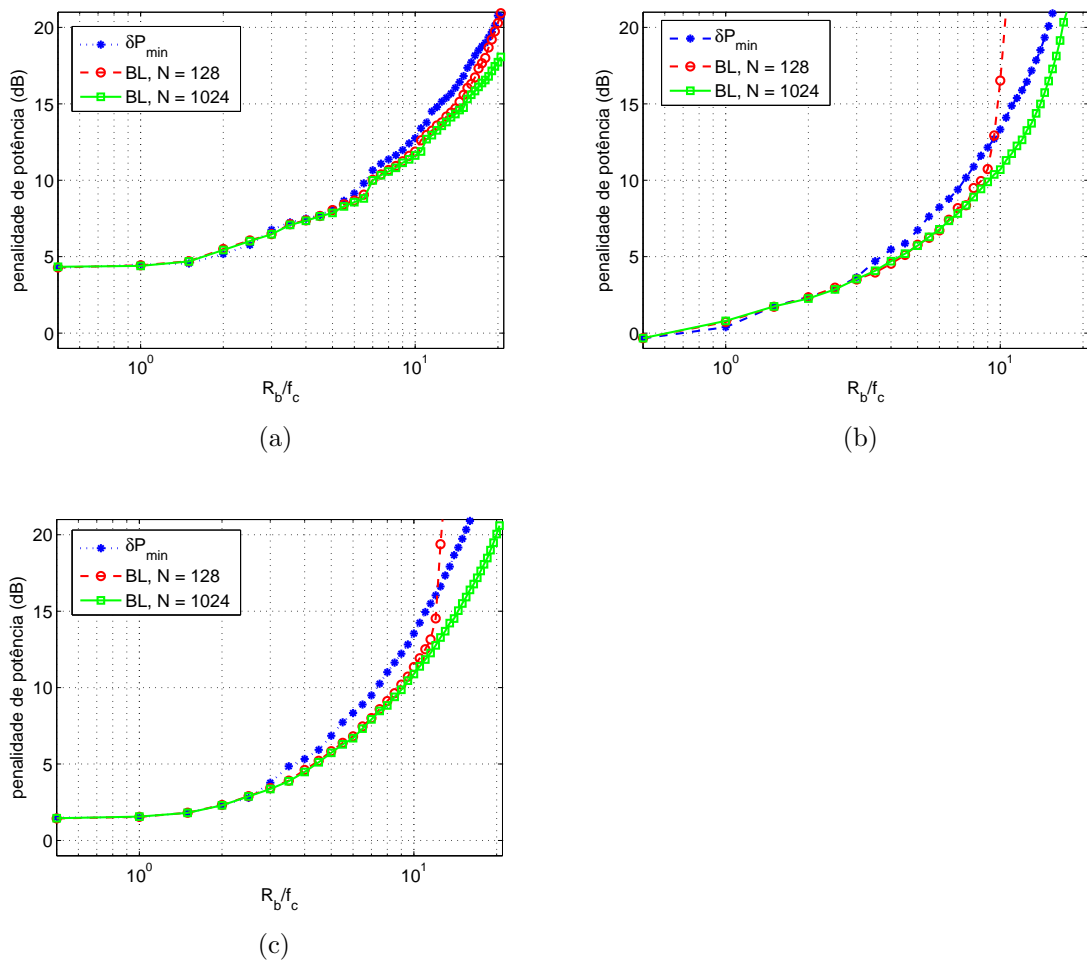


Figura 3.11: *bit loading* aplicado ao canal Gaussiano: a) DC-DMT, b) AC-DMT e c) PAM-DMT. .

DMT continuam apresentando melhor eficiência energética para  $R_b/f_c \leq 1$ . Mas, diferentemente do resultado apresentado pela Figura 3.7, com o uso do BL, estas se tornam equiparáveis à técnica PAM-FDE para  $R_b/f_c \leq 7$ . A grande vantagem do uso do *bit loading* é que, com a informação do canal, é possível alterar o valor da taxa de transmissão  $R_b$  e sempre a solução resultante tenderá a minimizar a probabilidade de erro de bit [40]. O mesmo não pode ser feito para o caso da técnica PAM-FDE.

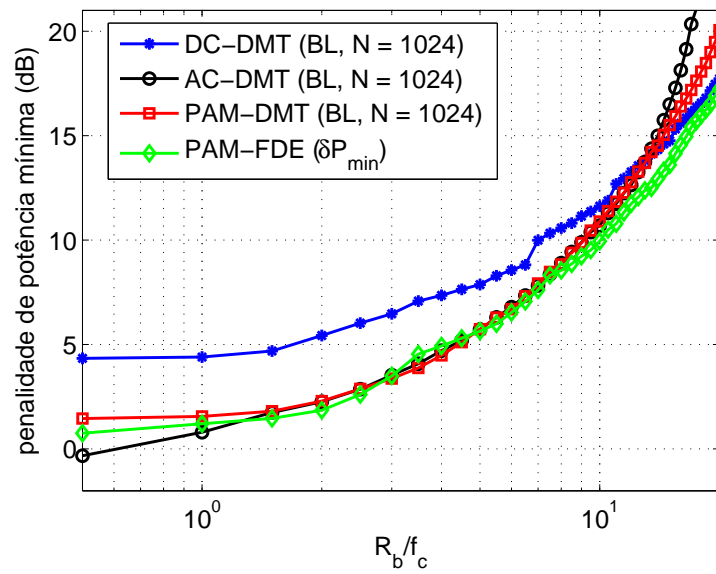


Figura 3.12: Comparação entre a  $\delta P_{min}$  do PAM-FDE e as técnicas DMT com *bit loading*.



## Capítulo 4 Canais Experimentais

No Capítulo 3, as análises de penalidade foram feitas com a suposição de um canal teórico Gaussiano. Com o intuito de aproximar mais os resultados com o cenário de estudo, comunicação óptica de curta distância (até aproximadamente 300 m), estimamos a função de transferência de fibras multimodo tipo OM-3 utilizando sinais OOK. Este capítulo descreve o aparato experimental utilizado para obtenção das respostas em frequência dos canais experimentais estimados bem como suas curvas de penalidade.

### 4.1 Estimação dos canais experimentais

Com aparato experimental utilizado gerou-se um sinal OOK transmitido a 40 Gbps por um VCSEL 850 nm modelo VIS-VCSEL/V40-850M [43]. A detecção direta aconteceu por um fotodetector tipo pin também da marca VIS. O sinal detectado foi então amostrado por um osciloscópio e armazenado para pós-processamento utilizando o *software* MATLAB<sup>®</sup>. O sinal transmitido consistiu de uma sequência pseudo-aleatória truncada com 1035 bits, gerada em MATLAB<sup>®</sup>, com 25.58 ns de duração. O canal discreto estimado,  $H'[k]$ , foi obtido pela razão entre a resposta em frequência da sequência recebida  $P_r[k]$ , pela resposta em frequência da sequência transmitida  $P_t[k]$

$$H'[k] = \frac{P_r[k]}{P_t[k]}. \quad (4.1)$$

A resposta em frequência do canal estimada pelo método descrito acima pode ser observada na Figura 4.1a. Entretanto, observa-se que o processo de estimação é fortemente afetado por ruído. A fim de suavizar a curva, supomos que a resposta ao impulso do canal é limitada no tempo, e forçamos a zero toda a resposta com intensidade inferior a 0,05. As estimativas suavizadas encontram-se na Figura 4.1b. A Tabela 4.1 apresenta os valores das frequências de corte de 3 dB  $f_c$  para as estimativas de canais experimentais suavizadas.

Tabela 4.1: Frequência de corte  $f_c$  das estimativas de canais experimentais.

	50 m	100 m	300 m
$f_c$	17,0 GHz	9,4 GHz	5,1 GHz

A Figura 4.2 compara a resposta em frequência dos canais experimental e Gaussiano com a mesma frequência de corte de 3 dB  $f_c$ . As curvas em azul equivalem ao canal experimental referentes a uma fibra de 50 m (curva tracejada) e 300 m (curva contínua)

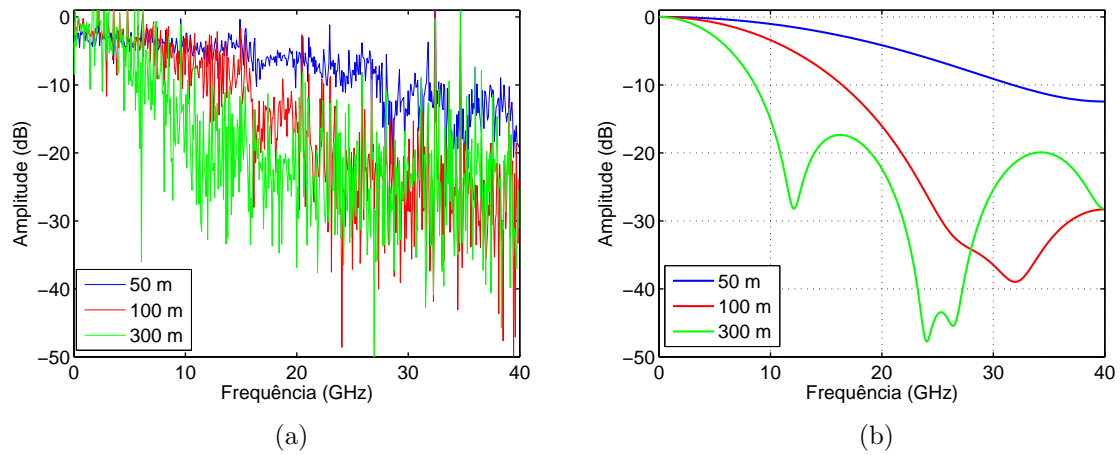


Figura 4.1: Estimativa experimental do canal: a) sem restrição temporal e b) após restrição temporal.

e as curvas em vermelho equivalem ao canal Gaussiano, para a mesma  $f_c$ . Nota-se que o canal experimental de 300 m é mais estreito que a aproximação Gaussiana no lobo principal. A resposta experimental apresenta, ainda, lobos laterais que, contudo, são atenuados em mais de 15 dB em relação ao lobo principal.

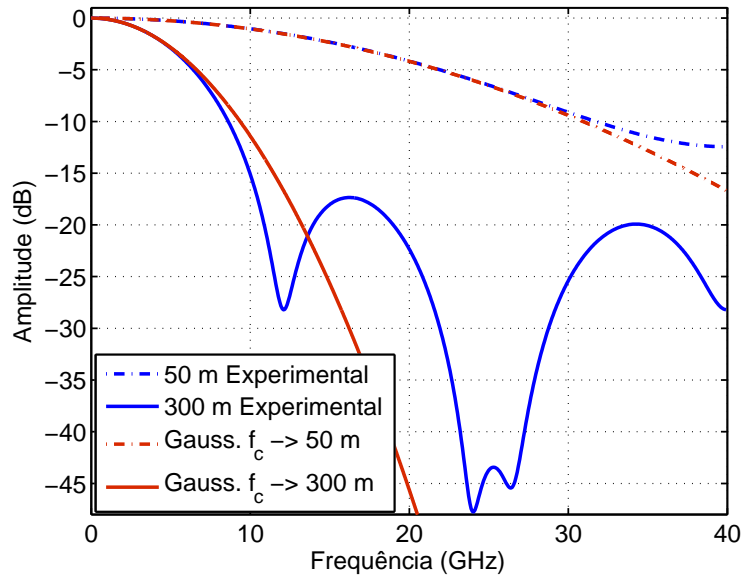


Figura 4.2: Canais Gaussiano e experimental para fibras de 50 m e 300 m. Linha sólida: canal experimental de 300 m e canal Gaussiano com a mesma frequência de corte de 3 dB  $f_c$ . Linha tracejada: canal experimental de 50 m e Gaussiano para a mesma  $f_c$ .

## 4.2 Resultados com *power loading* (DMT)

As Figuras 4.3, 4.4 e 4.5 mostram as curvas de penalidade de potência propostas em [10] aplicadas às estimativas de canais experimentais das fibras multimodo de 50, 100 e 300 m de comprimento. Como a frequência de corte de 3 dB dos canais é fixa, variou-se o valor da taxa  $R_b$  de modo a obter diversos valores da razão  $R_b/f_c$ . Para  $R_b$  significativamente grande, a banda do sinal ultrapassava os 40 GHz limitantes da estimativa experimental do canal e, por isso, não foi possível simular o mesmo intervalo da razão  $R_b/f_c$  para todos os casos.

A Figura 4.3 mostra as curvas da penalidade de potência em função de  $R_b/f_c$  utilizando o canal experimental de 50 m de comprimento. O desempenho, nesse caso, é praticamente o mesmo das curvas teóricas e das curvas simuladas com o canal Gaussiano devido à semelhança da resposta em frequência do canal de 50 m com o canal

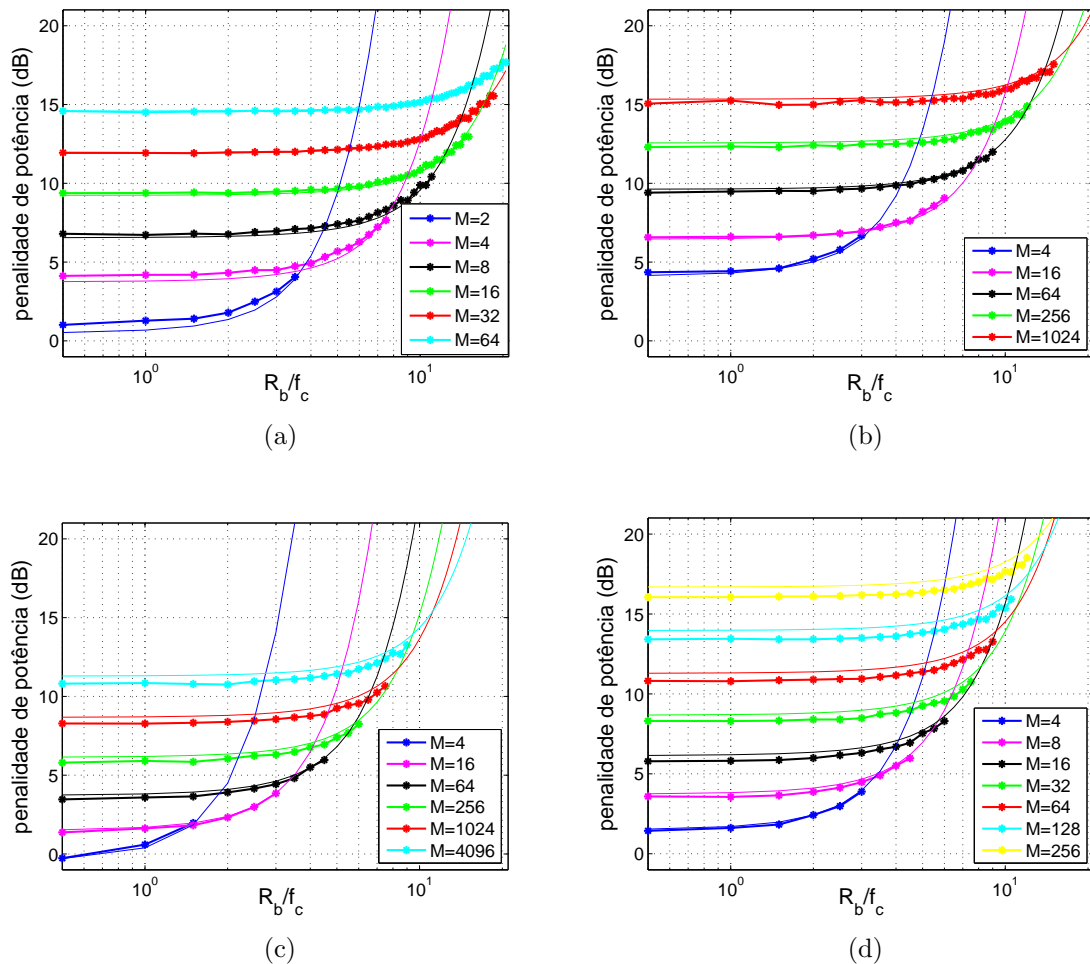


Figura 4.3: Curvas de penalidade com canal experimental de 50 m: a) PAM-FDE, b) DC-DMT, c) AC-DMT e d) PAM-DMT. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Pontos: indicam a curva referente ao canal experimental.

Gaussiano.

A Figura 4.4 mostra as curvas da penalidade de potência em função de  $R_b/f_c$  utilizando o canal experimental de 100 m de comprimento. Devido ao lobo principal do canal experimental ser um pouco mais estreito quando comparado com o canal Gaussiano de mesma frequência de corte  $f_c$ , a curva de penalidade experimental tende a crescer para um valor de  $R_b/f_c$  menor que o apresentado pela curva analítica.

A Figura 4.5 mostra as curvas da penalidade de potência em função de  $R_b/f_c$  utilizando o canal experimental de 300 m de comprimento. Devido ao mesmo motivo, nota-se que curva de penalidade experimental tende a subir com um valor de  $R_b/f_c$  ainda menor quando comparado ao valor da razão para o canal experimental de 100 m. É possível perceber ainda a presença de alguns platôs nas curvas de penalidade. Isso pode ser explicado pelo fato de que os lobos laterais presentes na resposta em frequência do canal de 300 m ainda podem carregar informações, diferentemente do que ocorre

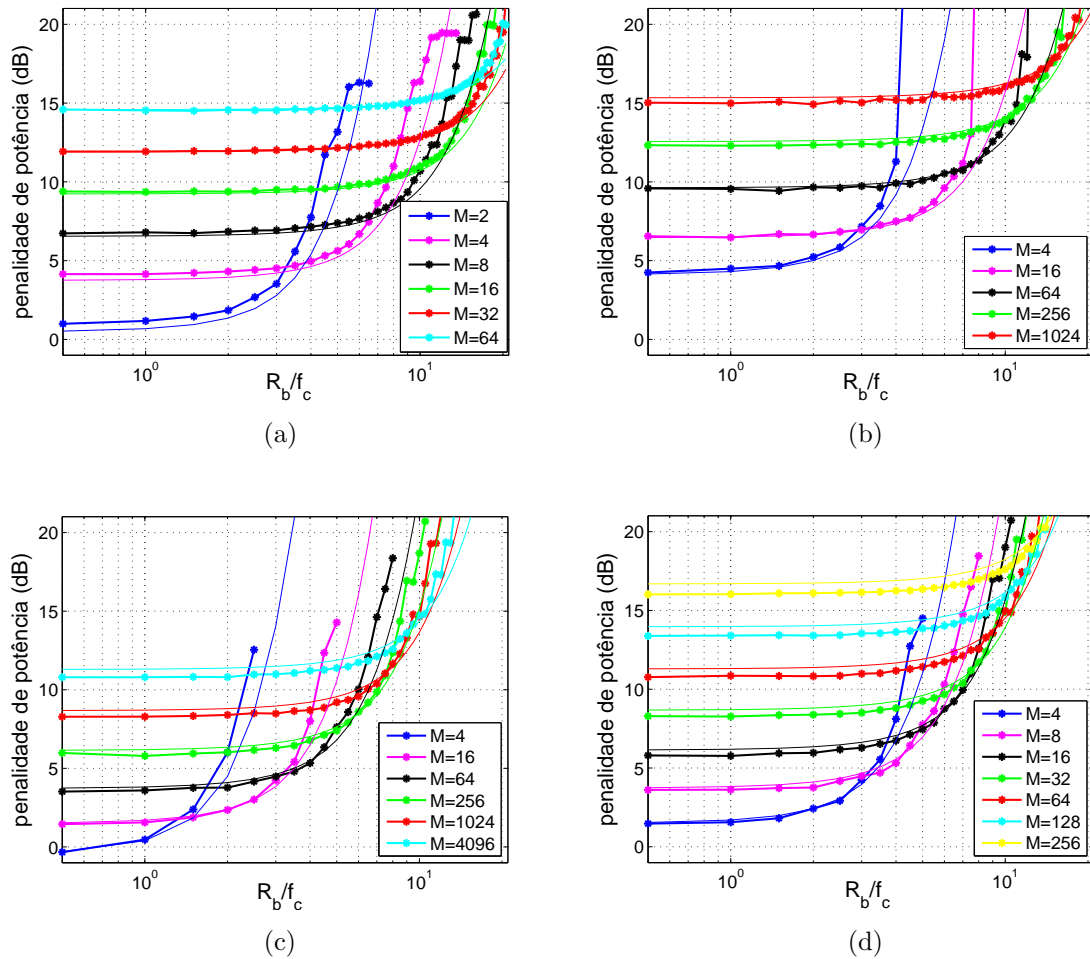


Figura 4.4: Curvas de penalidade com canal experimental de 100 m: a) PAM-FDE, b) DC-DMT, c) AC-DMT e d) PAM-DMT. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental.

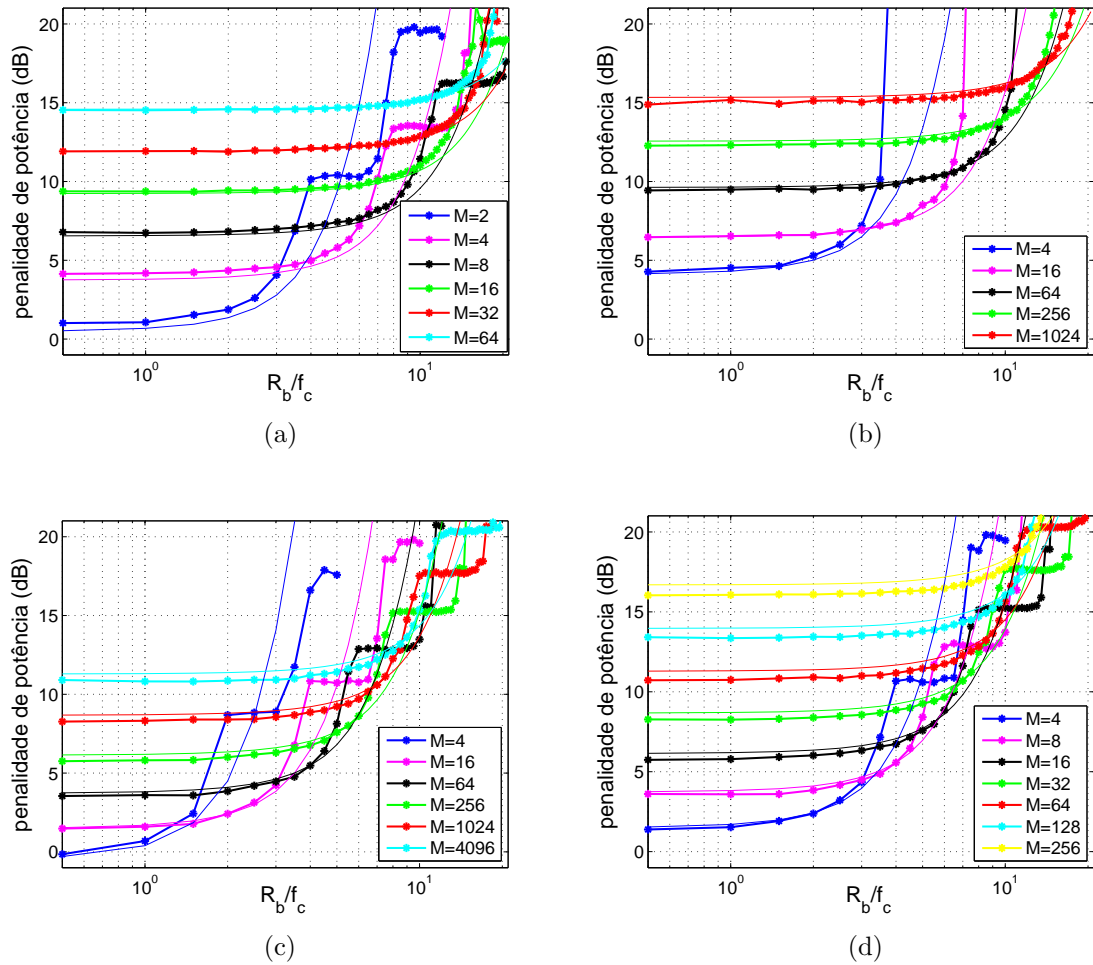


Figura 4.5: Curvas de penalidade com canal experimental de 300 m: a) PAM-FDE, b) DC-DMT, c) AC-DMT e d) PAM-DMT. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental.

no canal Gaussiano. Isto se torna evidente nas curvas de formatos de modulação de ordem mais baixa.

A Figura 4.6 apresenta as curvas de penalidade de potência mínima  $\delta P_{min}$  em função de  $R_b/f_c$  referentes aos canais experimentais. Devido à pouca faixa de pontos  $R_b/f_c$  simulados, a curva de  $\delta P_{min}$  aparece granulada para o caso do canal experimental de 50 m, Figura 4.6a. Mas caso fosse possível simular uma maior faixa, devido à semelhança da resposta em frequência do canal experimental de 50 m com o canal Gaussiano, espera-se que estas tenderiam às curvas de penalidade mínima teóricas, Figura 3.7. Para o canal de 100 m, Figura 4.6b, as curvas de  $\delta P_{min}$  se assemelham ao caso de  $\delta P_{min}$  teórico. Já nas curvas referentes ao canal de 300 m, Figura 4.6c, para altos valores de  $R_b/f_c$ , as técnicas AC-DMT/PAM-DMT se tornam equiparáveis a técnica DC-DMT devido ao aproveitamento da informação contida nos lobos laterais do canal experimental.

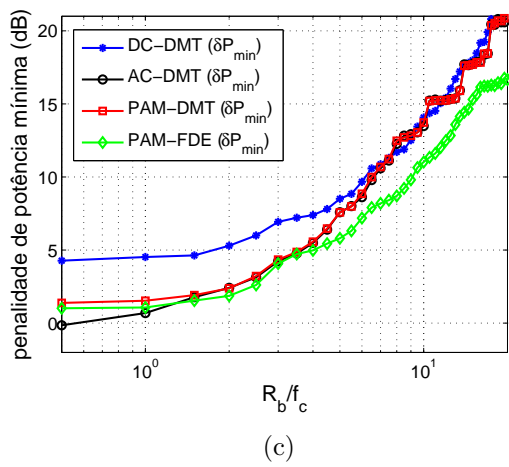
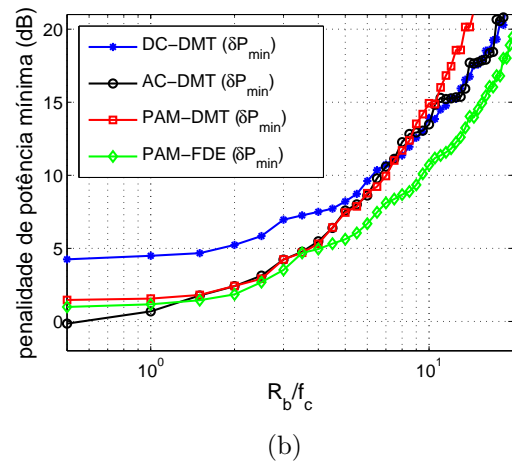
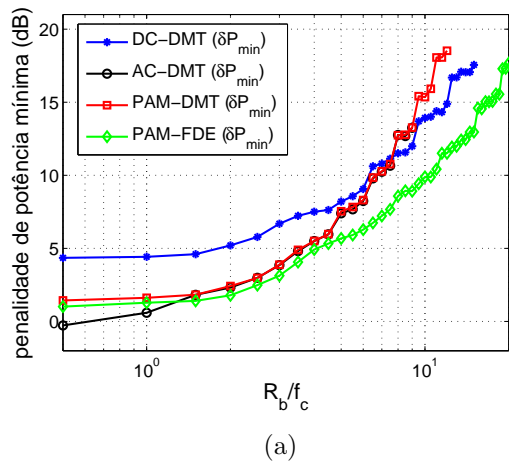
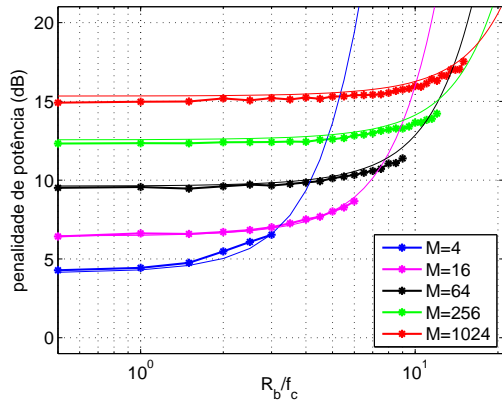


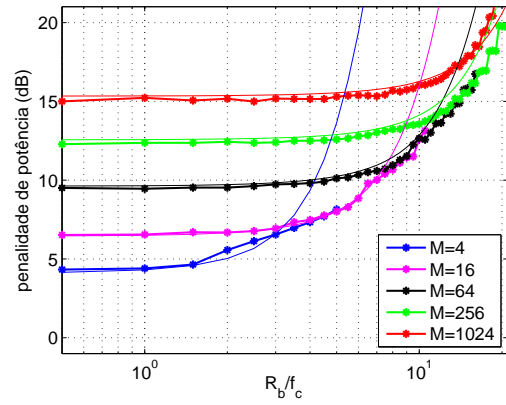
Figura 4.6: Penalidade de potência mínima  $\delta P_{min}$  para cada valor  $R_b/f_c$ . Curvas obtidas por meio de simulação considerando os canais experimentais de diferentes comprimentos: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m.

### 4.3 Resultados com *bit loading* (DMT)

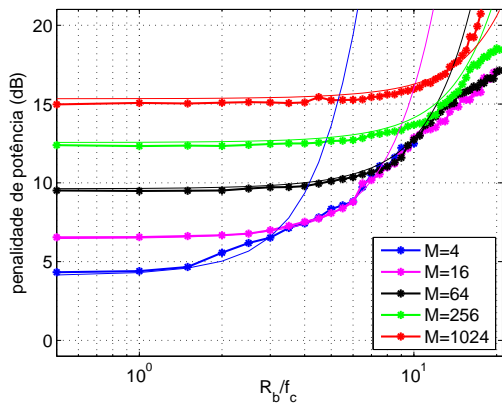
As Figuras 4.7, 4.8 e 4.9 mostram a aplicação do algoritmo de *bit loading* (BL) para as técnicas DMT considerando os canais experimentais. Como é necessário o conhecimento prévio do canal para aplicar a alocação de bits, o BL foi aplicado para cada curva de penalidade com modulação  $M$  diferente com o intuito de obter um resultado que represente a maior faixa da razão  $R_b/f_c$  possível. Por exemplo, uma curva com aplicação do BL com legenda  $M$  indica que o algoritmo de *bit loading* foi aplicado de modo a se obter uma taxa total  $R_T = N_c L$ , em que  $L = \log_2(M)$ . Dessa forma, a penalidade que o BL apresentaria para cada  $R_b/f_c$  é representada pelo menor valor de penalidade referente àquela faixa, resultando na curva  $BL_{min}$ . De forma equivalente à análise feita para o canal Gaussiano, as curvas com a aplicação do BL também apresentam desempenho melhor ou igual à curva equivalente ao BL de dois níveis para os canais experimentais, como pode ser observado na Figura 4.10.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.7: DC-DMT com *bit loading* aplicado aos canais experimentais de: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m de comprimento. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano sem aplicação do BL. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental.



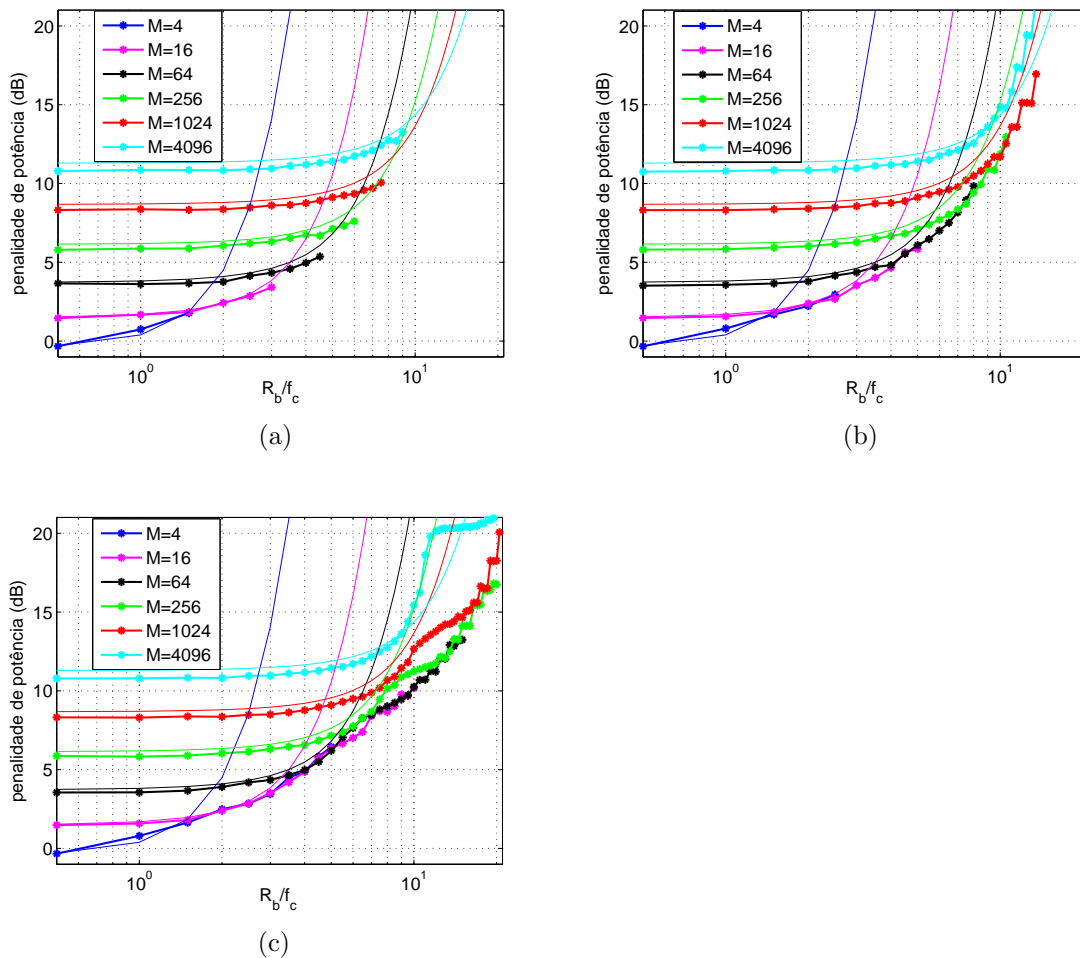


Figura 4.8: AC-DMT com *bit loading* aplicado aos canais experimentais de: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m de comprimento. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano sem aplicação do BL. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental.

Cabe ressaltar, principalmente para as curvas referentes ao canal de 300 m, o ganho obtido com o uso do *bit loading*. Isso deve-se à capacidade de adaptação à resposta em frequência do canal. Diferentemente das curvas apresentadas na Figura 4.5, não existem os platôs em nenhuma das curvas que aplicam o BL. Como a técnica do *power loading* utiliza todas as subportadoras para enviar informação, para o caso do canal de 300 m, as subportadoras que estiverem na faixa de frequência dos lobos laterais do canal apresentarão ainda informação útil, mas com uma potência bem menor se comparada à informação contida no lobo principal, originando o nível de platô. No caso do BL a informação é alocada seletivamente de acordo com a resposta do canal, aproveitando os lobos laterais (e. g. Figura 4.11), de modo a tentar obter subportadoras com dados de mesma SNR, não havendo formação dos platôs previamente observados.

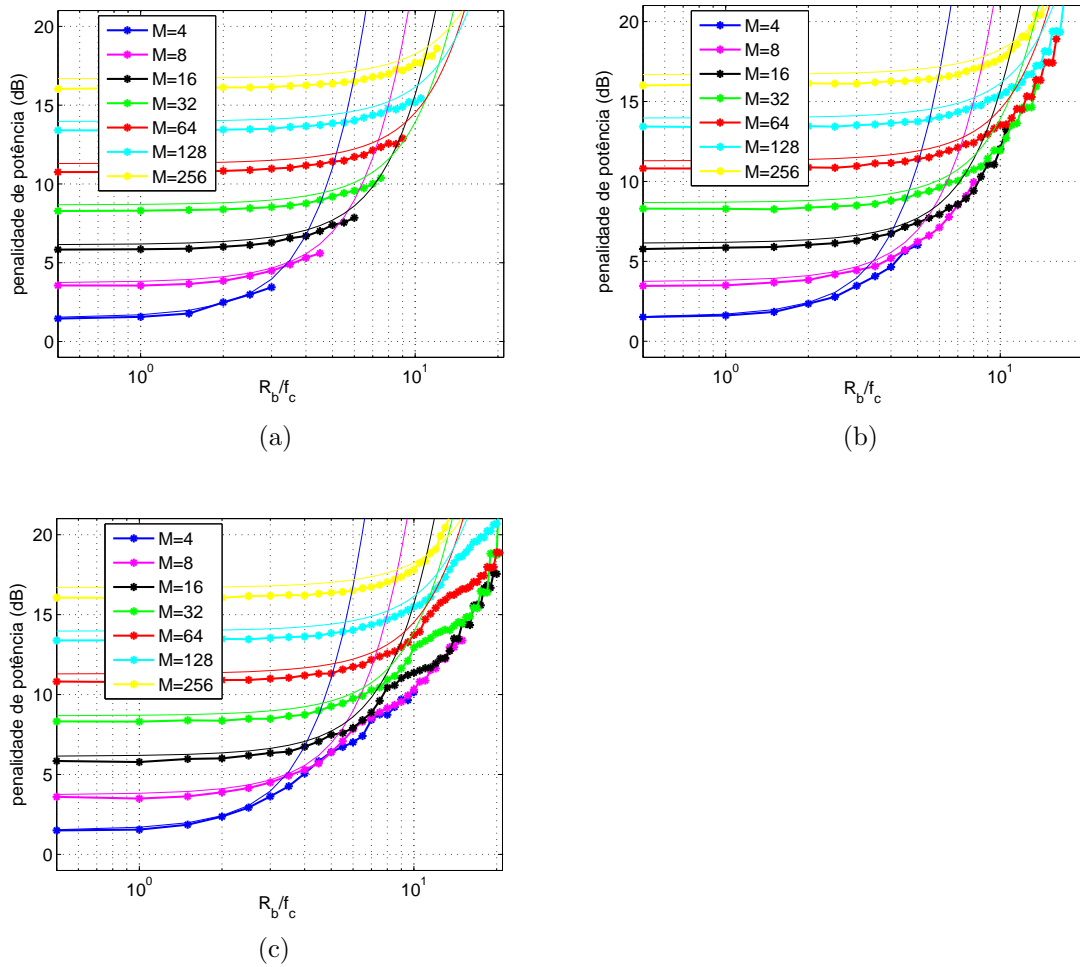


Figura 4.9: PAM-DMT com *bit loading* aplicado aos canais experimentais de: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m de comprimento. Linha contínua: curva teórica referente a um canal Gaussiano sem aplicação do BL. Pontos: indicam curva referente ao canal experimental.

De acordo com os resultados da aplicação do *bit loading* para o canal Gaussiano, foi possível conferir a eficiência das técnicas AC-DMT/PAM-DMT para  $R_b/f_c \leq 7$  quando comparadas com a técnica PAM-FDE. No entanto, observando as curvas de penalidade para canal de 300 m (Figura 4.10c), por ser um canal mais seletivo na frequência, as técnicas AC-DMT/PAM-DMT apresentam eficiência melhor ou equiparável para todo intervalo  $R_b/f_c$  simulado devido à melhor capacidade de adaptação ao canal.

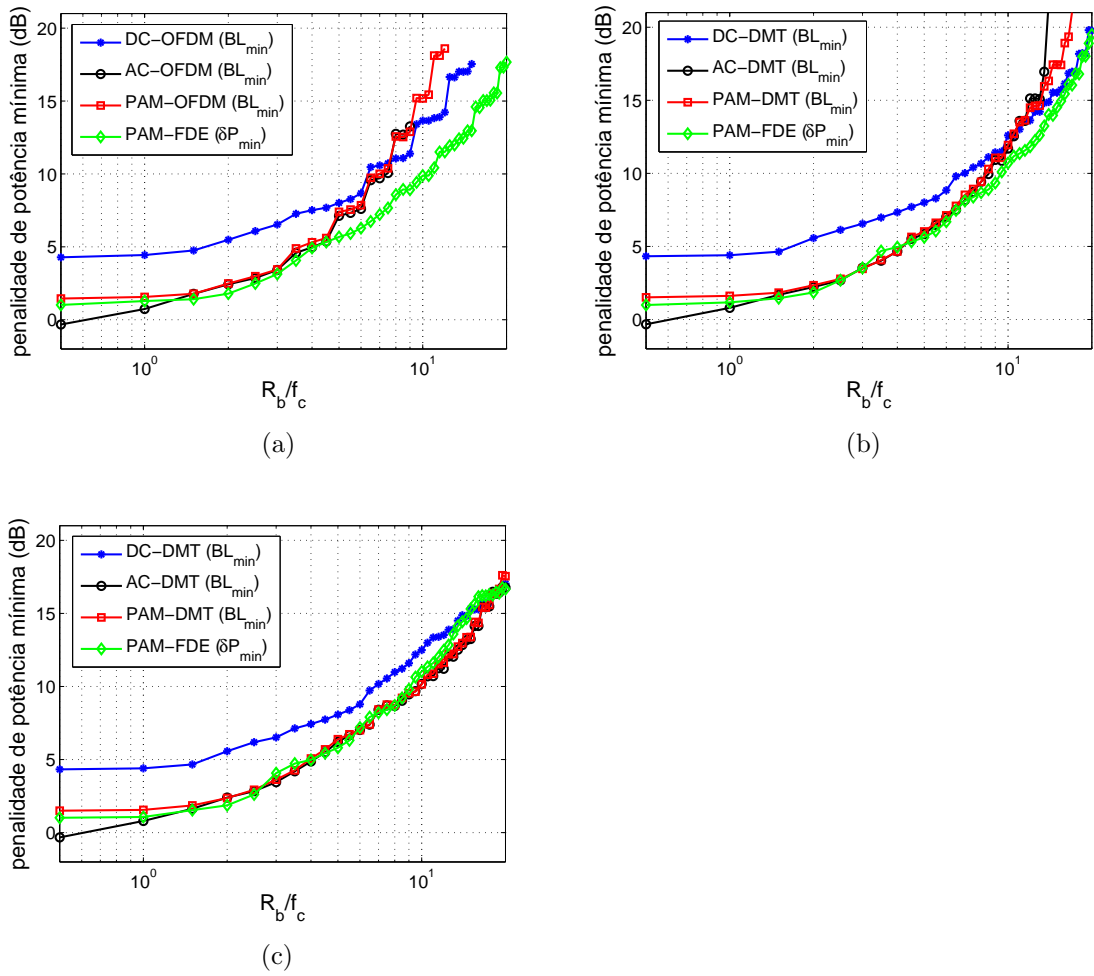


Figura 4.10: Comparação entre a  $\delta P_{min}$  do PAM-FDE e a  $BL_{min}$  das técnicas DMT com *bit loading*. Curvas obtidas por meio de simulação considerando os canais experimentais de diferentes comprimentos: a) 50 m, b) 100 m e c) 300 m.

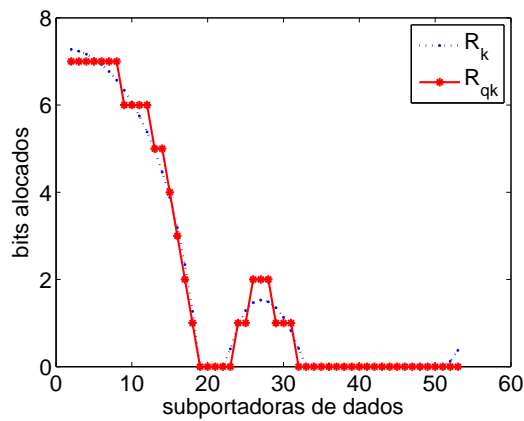


Figura 4.11: Alocação de bits, para o 4QAM DC-DMT, nas subportadoras de dados para o canal experimental de 300 m para  $R_b/f_c = 10$ .

## Capítulo 5 Modulador de Intensidade

A maioria dos estudos recentes sobre sistemas IM/DD consideram modulação em intensidade ideal, assim como a análise de penalidade mostrada no Capítulo 3. Entretanto, em sistemas ópticos práticos os *lasers* apresentam uma característica não-linear, o que limita o desempenho do sistema [30]. De maneira geral, a região de operação do *laser* precisa estar o mais próximo possível do ponto de saturação a fim de se obter a maior eficiência de transmissão de potência. Mas é nas proximidades da região de saturação que se destacam os efeitos não-lineares, especialmente na transmissão de sinais OFDM, que possuem uma PAPR alta. De fato, grande parte da não-linearidade presente em sistemas ópticos sobre fibras multimodo, OFDM ou SC com modulação em vários níveis, advém do ceifamento do sinal no transmissor. Para mitigar esse problema, um recuo (*back-off*) de potência (redução do nível da potência transmitida para operação na região linear do modulador) ou técnicas de redução de PAPR são necessárias, aplicáveis a sistemas OFDM [30]. Uma terceira alternativa é aplicar técnicas de pré-distorção no sinal modulante [30].

Visando compreender o impacto dos moduladores de intensidades presentes em sistemas reais, o restante do capítulo está organizado da seguinte maneira: a Seção 5.1 apresenta os alguns parâmetros dos moduladores de intensidade e descreve o modelo utilizado. A Seção 5.2 descreve a técnica de pré-distorção avaliada. A Seção 5.3 apresenta o modelo do sistema DMT IM/DD utilizado. Finalmente, a Seção 5.4 traz os resultados de simulação.

### 5.1 Modelo do modulador de intensidade

Novamente focando no cenário de comunicação óptica de curta distância, considerou-se que o *laser* transmissor é um VCSEL. Para reproduzir as características de modulação de um VCSEL, utilizamos o modelo de relação corrente de polarização *versus* potência óptica emitida, popularmente conhecida por curva L-I, apresentado na Figura 5.1. Um parâmetro prático de interesse é a inclinação da curva L-I, conhecida como eficiência de inclinação (*slope efficiency* - SE) dada por [32]

$$SE = \frac{dP_e}{dI} = \tan(\phi), \quad (5.1)$$

em que  $P_e$  é a potência óptica emitida,  $I$  a corrente de polarização do *laser* e  $\phi$  é o ângulo instantâneo de inclinação da curva L-I.

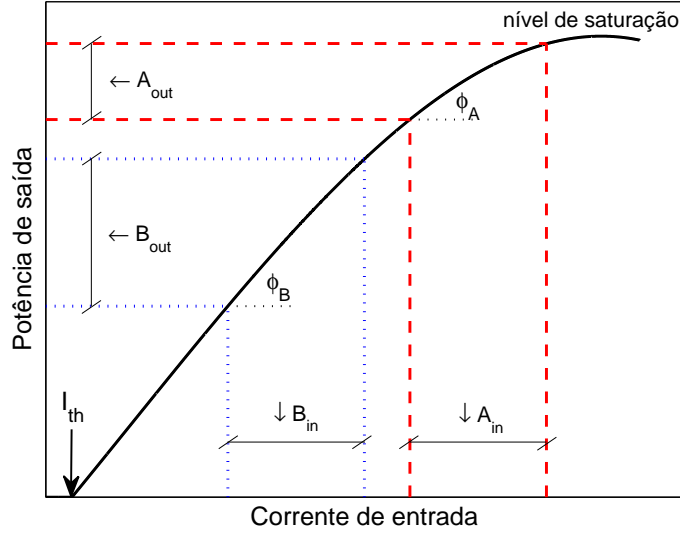


Figura 5.1: Exemplo ilustrativo de modelo de modulador em intensidade.

Ademais, a Figura 5.1 apresenta outras características importantes de um modulador em intensidade. A corrente de limiar  $I_{th}$  indica a corrente mínima de operação do *laser* e a potência óptica máxima de saída indica o nível de saturação do *laser*, responsável pelo ceifamento e sua distorção não-linear. Grande parte da curva L-I apresenta uma resposta praticamente linear, como a região de operação delineada pelas linhas pontilhadas azuis, em que a SE permanece praticamente constante durante todo intervalo. No entanto, a potência óptica de transmissão fica limitada. Caso seja necessário aumentá-la, partiria-se para uma região não-linear, ou seja, a SE varia durante o intervalo de excursão do sinal (linhas vermelhas tracejadas). É importante ressaltar a influência da temperatura na eficiência de conversão eletro-opto-elétrica (E-O-E) do sistema, já que o aumento da temperatura diminui a eficiência de inclinação SE e aumenta exponencialmente a corrente de limiar  $I_{th}$  [32].

Com base em respostas típicas de VCSELs, como as contidas em [44], assumimos uma resposta VCSEL analítica descrita por (ver Figura 5.2):

$$f_v(x) = \begin{cases} -37.3963x^2 + 13.5269x + 0.3396, & 0.4919 \leq x < 1.6718 \\ 0.0003x^3 - 0.0097x^2 + 0.1614x + 1.6113, & x \geq 1.6718 \end{cases}; \quad (5.2)$$

$$f_i(x) = \begin{cases} p_i(x) = -0.0045x^3 + 0.0285x^2 + 0.9140x - 0.5902, & p_i(x) \geq 0 \\ 0, & p_i(x) < 0 \end{cases}, \quad (5.3)$$

A relação entre potência, corrente e tensão de polarização são expressas pelas funções  $f_v(x)$  e  $f_i(x)$ , em que a primeira determina a corrente de saída para uma dada tensão de entrada, e a segunda, a potência emitida para uma dada corrente de

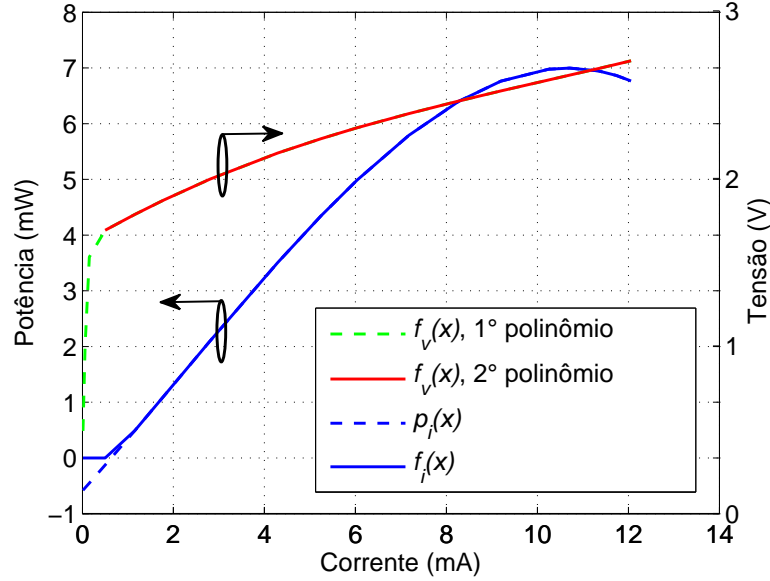


Figura 5.2: Diagrama L-I do modelo VCSEL.

entrada.  $f_v(x)$  é constituída de duas equações polinomiais de 3ª ordem: a primeira está representada pela linha verde tracejada e a segunda o pela linha vermelha sólida. A função  $f_i(x)$  (linha azul sólida), é resultante do polinômio de 3ª ordem  $p_i(x)$  (linha azul tracejada) segundo (5.3).

## 5.2 Técnica de pré-distorção

Sistemas ópticos IM/DD tradicionais baseados em modulação OOK não sofrem severamente das não-linearidades dos moduladores por operarem apenas em dois níveis de intensidade. Por exemplo, supondo que o sinal modulante  $A_{in}$  na Figura 5.1 seja um sinal OOK, o sinal óptico resultante  $A_{out}$  apenas apresentará uma penalidade na distância mínima  $d_{min}$  quando comparada com a conversão na região linear. Por outro lado, para um sinal M-PAM ( $M > 2$ ) ou DMT, a conversão eletro-óptica de  $A_{in}$  será afetada pela resposta não-linear do modulador, sendo mais crítica nos sistemas DMT. Apesar de o *back-off* no ponto de operação do *laser* ajudar a evitar essas não-linearidades, ele representa uma grande limitação no desempenho do enlace uma vez que VCSELS não podem emitir mais do que alguns poucos mW de potência devido ao seu pequeno volume ativo [32].

Como visto no Capítulo 3, o aumento da razão  $R_b/f_c$  requer o uso de sistemas DMT ou modulações multiníveis de maior ordem bem como o aumento da potência de transmissão. Daí a ideia da pré-distorção, de maneira a permitir uma maior potência média de emissão, contornando a questão da não-linearidade. Em linhas gerais, tem-se por objetivo incluir a operação na região delimitada pelas linhas tracejadas vermelhas

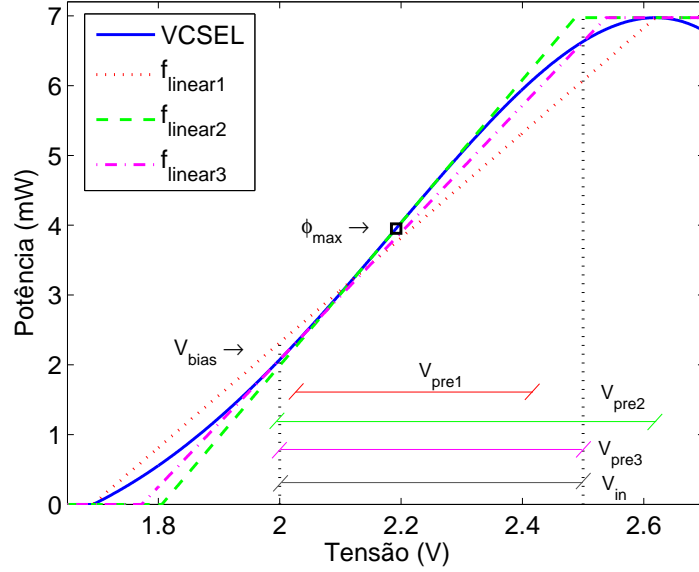


Figura 5.3: Diagrama L-V e funções de linearização para  $V_{bias} = 2$  V.

na Figura 5.1. A técnica de pré-distorção consiste em um processo de linearização para compensar a região não-linear do *laser*. Considerando uma tensão de polarização  $V_{in}$ , o sinal de saída  $P_{out}$  será determinado de acordo com a resposta  $f_i(f_v(V_{in}))$ , Figura 5.2. Assim, para se obter uma resposta  $P_{linear}$  na saída do *laser*, o sinal  $V_{in}$  é ajustado digitalmente para produzir um sinal  $V_{pre}$  [30], em que  $V_{pre} = f_v(f_i(P_{linear})^{-1})^{-1}$ .

A Figura 5.3 mostra propostas de curvas de linearização relacionando diretamente  $P_{out}$  à tensão de alimentação  $V_{in}$ . Nesta figura, mostra-se um exemplo em que a tensão de polarização do modulador é fixada em 2 V, e  $V_{in}$  é não-negativo e normalizado em 0.5 Vpp. O objetivo da pré-distorção é atingir uma resposta linear como alguma das funções apresentadas. A primeira função ( $f_{linear1}$ ) de linearização é definida por dois pontos: o ponto de máximo e o ponto de mínimo do diagrama L-V do VCSEL. A segunda função ( $f_{linear2}$ ) corresponde a uma função linear otimizada em termos da *SE*. Como  $\tan(\phi)$  é uma função crescente para  $0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}$ , basta encontrar o valor máximo de  $\phi$ . A função linear otimizada tem como inclinação  $\phi_{max}$ . A terceira função linear ( $f_{linear3}$ ) também é definida por dois pontos: o mínimo e o máximo da potência de saída do diagrama L-V do VCSEL dentro da excursão do sinal  $V_{in}$ . A principal vantagem desta função é que a resultante do sinal pré-distorcido  $V_{pre3}$  ainda apresenta a mesma faixa pico a pico de  $V_{in}$ , diferentemente dos outros dois casos.

### 5.3 Modelo de sistema DMT

Apesar de sistemas *M*-PAM ( $M > 2$ ) também serem suscetíveis às não-linearidades do modulador, utilizaremos um sistema DMT para testar a técnica da pré-distorção

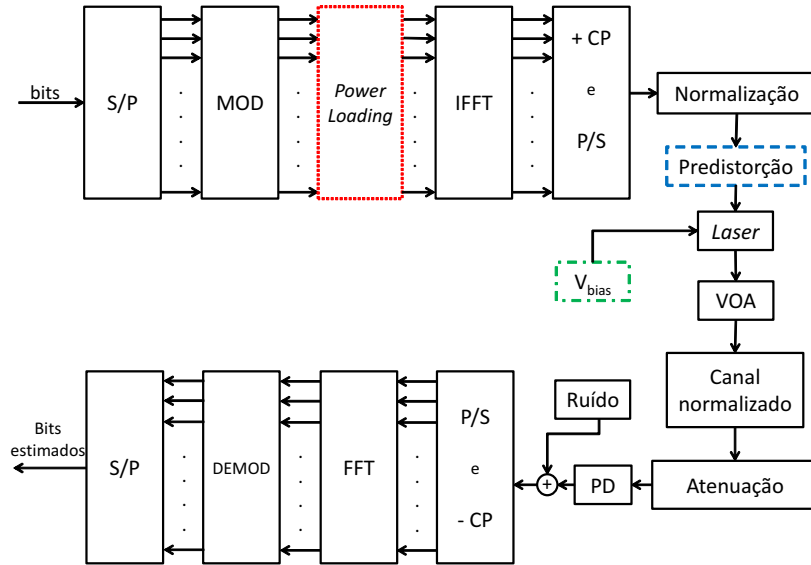


Figura 5.4: Modelo de sistema DMT

apresentada na seção anterior por ser mais suscetível. Cabe ressaltar que a técnica é a mesma para os dois tipos de sistema (SC e DMT). O modelo de sistema DMT utilizado nas simulações desse capítulo aparece na Figura 5.4. Nota-se que não há a adição de um nível DC eletrônico, portanto não se trata de nenhuma das três técnicas DMT abordadas na Seção 2.1.1. Semelhante ao diagrama em blocos da Figura 2.5, uma sequência de bits é paralelizada em  $N_c$  subportadoras e mapeada no formato de modulação de amplitude em quadratura (QAM). Considera-se o *power loading*. Depois da IFFT, um CP é adicionado ao início de cada bloco. Então, um processo de normalização é executado para ajustar a relação pico-a-pico da tensão do sinal de saída. O bloco de pré-distorção pode gerar uma das três funções de pré-distorção apresentadas na Seção 5.2. O VCSEL é polarizado em um valor constante  $V_{bias}$  e o atenuador óptico variável (*variable optical attenuator* - VOA) regula a potência óptica transmitida. Considera-se o canal experimental de 300 m apresentado na Figura 4.1b e considera-se uma constante de atenuação  $\alpha$  na MMF. O ruído térmico do receptor é modelado como ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN).

Considerou-se uma BER alvo de  $10^{-12}$ , valor este comumente considerado como uma transmissão livre de erros (*error-free*) em comunicações ópticas. Simular essa taxa de erro de bit usando simulação de Monte Carlo implicaria um esforço computacional atualmente inviável. Por esse motivo adotou-se a magnitude de vetor de erro (*error vector magnitude* - EVM) como critério de simulação. Além disso, quando comparada com a BER, a EVM é capaz de descrever melhor as distorções do canal e inferir o desempenho do sistema para um menor número de amostras transmitidas [45, 46]. A EVM representa o valor RMS (*root-mean-square*) da diferença entre símbolos transmitidos e recebidos, e pode ser escrita como [46]



$$EVM_{RMS} = \left[ \frac{\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T |I_t^{Rx} - I_t^{Tx}|^2 + |Q_t^{Rx} - Q_t^{Tx}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [(I_n)^2 + (Q_n)^2]} \right]^{1/2}, \quad (5.4)$$

no qual  $I_t^{Rx}$  é o valor normalizado da componente em fase do  $t$ -ésimo símbolo recebido;  $I_t^{Tx}$  é a componente em fase do  $t$ -ésimo símbolo transmitido;  $Q_t^{Rx}$  é a amplitude normalizada do  $t$ -ésimo valor de quadratura do símbolo recebido;  $Q_t^{Tx}$  a amplitude de quadratura normalizada do  $t$ -ésimo símbolo transmitido;  $T$  o número de símbolos utilizados;  $I_n$  é a componente em fase do  $n$ -ésimo símbolo da constelação;  $Q_n$  a amplitude de quadratura normalizada do  $n$ -ésimo símbolo da constelação e  $N$  o número de símbolos da constelação utilizada.

Sob a hipótese de um ruído Gaussiano branco e  $T \gg N$ , a taxa de erro de bit  $P_b$  pode ser calculada como [46]

$$P_b \approx \frac{2(1 - \frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left[ \sqrt{\left[ \frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right] \frac{2}{EVM_{RMS}^2 \log_2 M}} \right], \quad (5.5)$$

em que  $M$  é a dimensão da constelação e  $L = \log_2 M$ .

## 5.4 Resultados

Os parâmetros de simulação utilizados foram: taxa de transmissão de bits  $R_b = 10/40$  Gbps, valores comuns em padrões de interconexões de alta velocidade como Ethernet e Fibre Channel [31]; tamanho de FFT  $N = 1024$ ; número de sub-portadoras de dados  $N_c = 416$ ; prefixo-cíclico (CP)  $N_{CP} = 6$ ; responsividade no fotodetector  $R = 0,6$  A/W em 850 nm [12]; variância do ruído  $N_0 = 10^{-22}$  A<sup>2</sup>/Hz, típica para receptores comerciais [12] e um coeficiente de atenuação  $\alpha = 2,1$  dB/km, típico para uma MMF em 850 nm [47].

A Figura 5.5 mostra a EVM como função da potência transmitida  $P$  para um sinal DMT a 10 Gbps transmitido no canal experimental de 300 m usando 4-QAM. Observando a curva sólida azul, é possível notar que o efeito das não-linearidades no desempenho do sistema começam a ficar evidente para  $P > -6$  dBm. Apesar das três funções de linearização propostas se apresentarem bem sucedidas na mitigação dos efeitos não-lineares, a diferença nos valores da SE de cada curva afeta diretamente em seu desempenho. Na região em que os efeitos não-lineares não são dominantes,  $P < -6$ ,  $f_{linear1}$  e  $f_{linear3}$  apresentam desempenho ligeiramente inferior quando comparadas à curva sem pré-distorção. Enquanto que  $f_{linear2}$  sempre apresenta desempenho melhor ou igual quando comparado a esta. Utilizando (5.5), o nível aproximado de transmissão *error-free* equivalente para a EVM pôde ser calculado, como mostra a Figura 5.5.

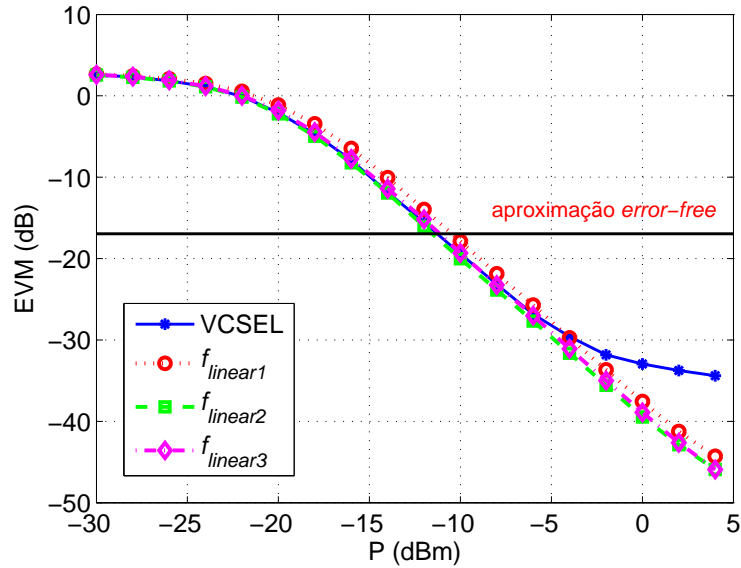


Figura 5.5: 10 Gbps DMT (4-QAM) com canal experimental de 300 m.

Para transmissão a 10 Gbps, as técnicas de pré-distorção não apresentam ganhos significativos, já que na faixa de transmissão de interesse os efeitos não-lineares não são dominantes. A Figura 5.6 mostra as relações entre a taxa de erro de bit estimada pelo método de Monte Carlo (BER) e pelo método semi-analítico usando EVM ( $P_b$ ) para o sistema a 10 Gbps. Como não há limitações na faixa pico-a-pico do sinal,  $f_{linear2}$  pode ser adotada como melhor solução.

A Figura 5.7 mostra a EVM como função da potência transmitida  $P$  para um sinal

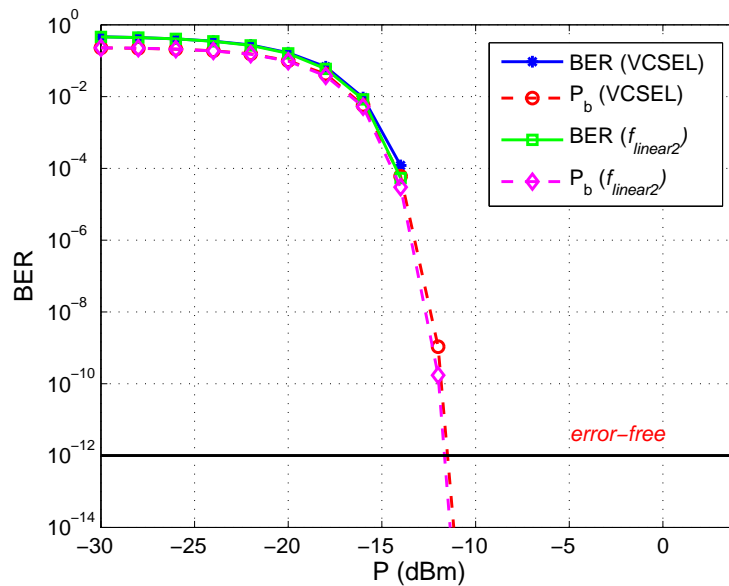


Figura 5.6: 10 Gbps DMT (4-QAM) com canal experimental de 300 m. Linha sólida: BER calculada por simulação de Monte Carlo. Linha tracejada: aproximação de  $P_b$ .

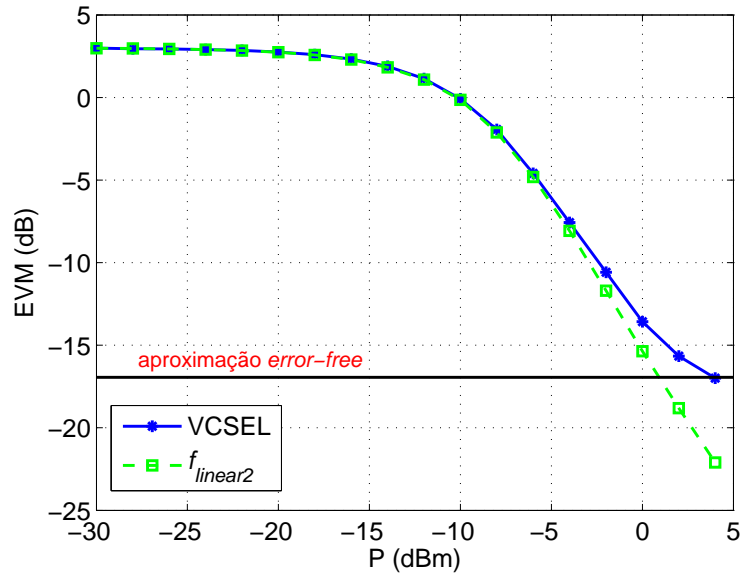


Figura 5.7: 40 Gbps DMT (4-QAM) com canal experimental de 300.

DMT a 40 Gbps transmitido pelo canal experimental de 300 m usando modulação 4-QAM. Nota-se que a região aproximada de transmissão *error-free* localiza-se na faixa de domínio da distorção não-linear, ou seja, técnicas de linearização seriam eficazes na melhora do desempenho do sistema. É importante observar que, como o ruído nesta região não pode ser considerado AWG, a aproximação de feita por (5.5) torna-se inválida. Assim, a Figura 5.8 mostra uma diferença significativa entre a taxa de erro de bit estimada por Monte Carlo e a técnica semi-analítica usando EVM para o caso sem pré-distorção. Para a curva com aplicação de pré-distorção, os dois métodos de estimação convergem, já que a linearização do sistema reduz a influência não-linear. Para o sistema a 40 Gbps fica evidente a vantagem do uso da técnica de pré-distorção.

Cabe ressaltar que, para os resultados apresentados neste capítulo, não houve ceifamento do sinal modulante na conversão eletro-óptica devido à saturação do *laser*. Por este motivo, a técnica de pré-distorção mostrou-se eficaz na mitigação dos efeitos não-lineares do modulador.

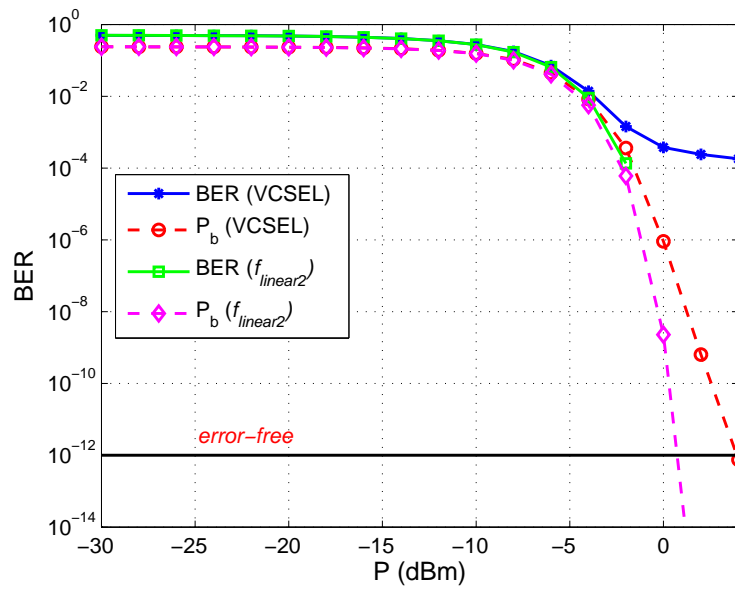


Figura 5.8: 40 Gbps DMT (4-QAM) com canal experimental de 300. Linha sólida: BER calculada por simulações de Monte Carlo. Linha tracejada: aproximação.

## Capítulo 6 Decodificação Combinada (PAM-DMT)

Como visto na Seção 2.1, um sistema IM/DD requer um sinal modulante real e unipolar no transmissor. Sistemas DMT requerem o uso da simetria Hermitiana em que metade das subportadoras disponíveis carregam os complexos conjugados das  $N_c$  subportadoras de dados. Além disso, foi visto que diferentes processos BACs para diferentes técnicas DMT buscam uma relação custo-benefício entre eficiência energética e eficiência espectral elétrica. Visando uma melhor eficiência energética, as técnicas AC-DMT e PAM-DMT não necessitam da adição de um nível DC eletrônico,  $I_{DC} = 0$ . Entretanto, para que sejam imunes à distorção não-linear de ceifamento (*nonlinear clipping distortion* - NLCD), perde-se metade da eficiência espectral elétrica disponível, já que a AC-DMT utiliza somente as subportadoras ímpares e a PAM-DMT utiliza somente o eixo em quadratura de cada subportadora. Na recepção para um ceifamento *0-bias*, ambas técnicas permitem a recuperação perfeita da informação com apenas uma atenuação de fator 2 na amplitude do sinal recebido. Ou seja, no método de decodificação tradicional, a NLCD é descartada no receptor, embora contenha informação útil.

Com o intuito de obter um sistema de maior eficiência, Chen *et al.* [24] propuseram um algoritmo de decodificação combinada para a técnica AC-DMT. Por meio da caracterização e utilização da NLCD, o algoritmo é capaz de prover um ganho teórico de até 3 dB quando comparado com o receptor normal. Nenhuma modificação adicional na parte óptica do sistema ou aumento de potência no transmissor é necessário, há somente um aumento na complexidade de DSP do receptor.

Como mostrado na Seção 2.1.1.3, as técnicas AC-DMT e PAM-DMT apresentam a mesma eficiência espectral quando a primeira considera uma modulação  $M^2$ -QAM e a segunda uma modulação  $M$ -PAM [10]. No entanto, quando o *bit loading* é considerado, o PAM-DMT supera o desempenho do AC-DMT, principalmente para baixas quantidades de subportadoras [23]. Neste capítulo, um algoritmo de decodificação combinada similar ao proposto em [24] é apresentado para a técnica PAM-DMT.

### 6.1 Combinação de diversidade utilizando a NLCD

Para qualquer sequência anti-periódica invertida  $x_n$ , o ceifamento *0-bias* faz com que a potência do sinal  $x_n$  caia pela metade

$$\sum_{n=0}^{N-1} \lfloor x_n \rfloor_c^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^2. \quad (6.1)$$

Além disso, somente metade da potência do sinal transmitido  $\lfloor x_n \rfloor_c$  é utilizada na decodificação. Isso pode ser verificado com o auxílio de (2.19), (2.20) e (6.1)

$$\sum_{k=0}^{N-1} X_k'^2 = \frac{1}{4} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^2 = \frac{1}{4} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \lfloor x_n \rfloor_c^2, \quad (6.2)$$

em que  $X_k$  representa símbolo em uma subportadora  $k$  e  $X_k'$  representa símbolo recebido em uma subportadora  $k$  após o ceifamento do sinal, representado pela função  $\lfloor \cdot \rfloor_c$ . A outra metade correspondente à NLCD, que, similarmente à AC-DMT, cai sobre o eixo de fase da cada subportadora. Então, ao invés de simplesmente descartá-la, esta seção explora maneiras de se extrair informação útil dela.

Em um receptor com ceifamento *0-bias*, na ausência de ruído ou interferência e com uma estimação perfeita de canal, a NLCD resultante na fase da  $k$ -ésima subportadora é

$$\begin{aligned} X_k'' &= \text{Re}(X_k') \\ &= \sum_{n=1}^{N/2-1} |x_n| \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk\right), \end{aligned} \quad (6.3)$$

em que  $|x_n| = \lfloor x_n \rfloor_c + \lfloor -x_n \rfloor_c$  e  $X_k'$  é dado por (2.18). Se um ceifamento *0-bias* não fosse considerado, teríamos

$$\begin{aligned} X_k'' &= \text{FFT}(|x_n|) = X_k^I \\ &= 2 \sum_{n=1}^{N/2-1} |x_n| \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk\right). \end{aligned} \quad (6.4)$$

Consequentemente,  $X_k'' = \frac{1}{2}X_k^I$ .

Assim, em vez de tratar a NLCD como ruído, (6.3) mostra que ela realmente contém informação sobre o sinal transmitido, e que pode ser utilizada para melhorar o desempenho do sistema.

### 6.1.1 Diversidade de fase e quadratura

A redundância temporal presente no sinal PAM-DMT anti-periódico é destruída pelo ceifamento *0-bias*, o que impossibilita a exploração desta diversidade. Por outro lado, a caracterização da NLCD mostrou que algum tipo de diversidade pode ser observada entre a fase ( $X_k^I = \frac{1}{2}\text{FFT}(|x_n|)$ ) e a quadratura ( $X_k^Q = \frac{1}{2}\text{FFT}(x_n)$ ) de cada

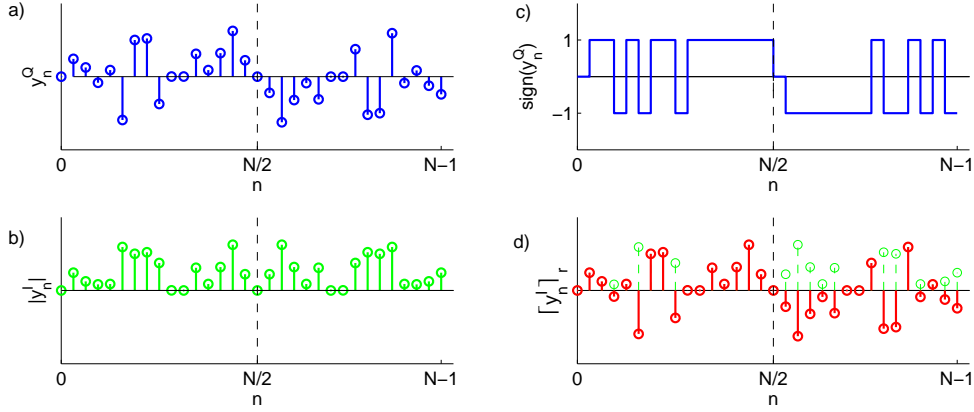


Figura 6.1: Um exemplo o sinal recebido no domínio do tempo: a)  $y_n^Q$ , b)  $|y_n^I|$ , c)  $\text{sign}(y_n^Q)$  e d)  $[y_n^I]_r$ .

subportadora. Como em [24], se o processo de ruído no domínio da frequência resultante  $W_k$ , relacionado ao processo de ruído Gaussiano de média nula  $w_n$ , apresentar baixa correlação entre fase e quadratura entre as subportadoras, duas versões do sinal transmitido ( $x_n$  e  $|x_n|$ ) podem ser enviadas em dois canais bastante independentes

$$Y_k^I = X_k^I + W_k^I \text{ e } Y_k^Q = X_k^Q + W_k^Q. \quad (6.5)$$

Assim, um algoritmo de combinação, inspirado no algoritmo de MRC (*maximum ratio combining*), pode ser aplicado [24].

### 6.1.2 Algoritmo de combinação de diversidade

O primeiro passo do algoritmo de combinação proposto consiste em extrair a informação do sinal transmitido  $x_n$  através das diferentes fontes. A primeira consiste na informação contida no eixo de quadratura de cada subportadora  $k$ . A segunda consiste na NLCD presente na fase de cada subportadora  $k$

$$y_n^Q = \text{IFFT}(Y_k^Q) = \frac{1}{2}x_n + w_n^Q \quad (6.6)$$

$$|y_n^I| = \text{IFFT}(Y_k^I) = \frac{1}{2}|x_n| + w_n^I, \quad (6.7)$$

onde  $w_n^Q$  e  $w_n^I$  representam amostras do ruído no domínio do tempo com respeito a  $W_k^Q$  e  $W_k^I$ , respectivamente. Como  $|y_n^I|$  somente contém informação sobre  $|x_n|$ , a polarização de  $y_n^Q$ , extraída pela função  $\text{sign}(\cdot)$ , é utilizada para completar esta informação

$$[y_n^I]_r = |y_n^I| \cdot \text{sign}(y_n^Q). \quad (6.8)$$

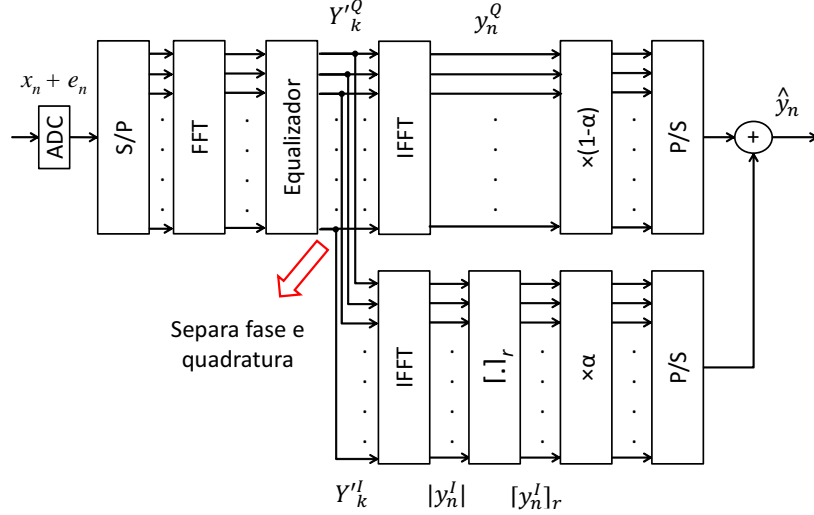


Figura 6.2: Algoritmo de combinação de diversidade proposto para a PAM-DMT.

A Figura 6.1 mostra um exemplo gráfico de como  $y_n^Q$  e  $|y_n^I|$  são utilizados para obter  $[y_n^I]_r$ .

Finalmente, o algoritmo de combinação de diversidade pode ser expresso como

$$\hat{y}_n = (1 - \alpha)y_n^Q + \alpha[y_n^I]_r, \quad (6.9)$$

em que  $\alpha$  varia no intervalo  $[0,1]$ . Neste caso, o coeficiente  $\alpha$  ótimo tem que ser sempre um pouco menor que  $\frac{1}{2}$ , que resulta do fato que um simples erro na estimação da polarização de  $y_n^Q$  resulta em um erro em  $[y_n^I]_r$ . Entretanto, como os erros de estimação da polarização são mais prováveis nas amostras de menor potência, isto resultará apenas em uma penalidade marginal [24].

A Figura 6.2 apresenta o algoritmo de combinação de diversidade adaptado para a técnica PAM-DMT. Diferentemente de um receptor DMT tradicional, um par de FFT/IFFT adicional é utilizado para separar a informação de fase e quadratura para aplicar no algoritmo de combinação. A decodificação combinada consiste apenas em adicionar este algoritmo de combinação de diversidade ao receptor DMT tradicional, de forma que sua entrada seja  $\hat{y}_n$  e não mais  $y_n$ .

### 6.1.2.1 Combinação de Diversidade Seletiva

A fim de minimizar a penalidade marginal proveniente da estimação de polarização de  $y_n^Q$  no algoritmo de combinação de diversidade descrito por (6.9), propõe-se uma combinação seletiva. Como o erro de polarização ocorre com maior probabilidade para amostras de menor potência, uma constante  $\beta$  definirá quais amostras de  $y_n^Q$  serão utilizadas para combinação de diversidade. Dessa forma, pode-se escrever

$$P_{min}^\beta = \beta E\{y_n^{Q^2}\}, \quad (6.10)$$



em que  $P_{min}^\beta$  define a potência mínima exigida para que se utilize a combinação de diversidade na amostra  $n$ , definida como

$$\hat{y}[n]_{SDC} = \begin{cases} (1 - \alpha)y^Q[n] + \alpha[y^I[n]]_r, & y^Q[n]^2 \geq P_{min}^\beta \\ y^Q[n], & y^Q[n]^2 < P_{min}^\beta \end{cases}, \quad (6.11)$$

em que  $\hat{y}_n^{SDC}$  representa o sinal combinado resultante da técnica de combinação de diversidade seletiva (*selective diversity combining* - SDC). Portanto, olhando para o diagrama apresentado na Figura 6.2, o diagrama para a técnica SDC é equivalente, com a ressalva de que apenas as amostras de  $y_n^Q$  delimitadas por  $\beta$  serão combinadas.

## 6.2 Resultados

A fim de verificar o desempenho do algoritmo de decodificação combinada e o de decodificação combinada seletiva tanto para a AC-DMT quanto para a técnica PAM-DMT, utilizaram-se nas simulações as mesmas condições de contorno consideradas em [24]: tamanho de FFT  $N = 1024$ , um canal AWGN, modulações 4QAM/16QAM para a AC-DMT e 2PAM/4PAM para a PAM-DMT.

Com o intuito de otimizar o coeficiente MRC ( $\alpha$ ) para a decodificação combinada, o EVM foi calculado, de acordo com (5.4), para diferentes valores de  $\alpha$  e comparado com a situação em que o algoritmo de combinação não foi aplicado. A Figura 6.3 mostra o ganho de SNR como função de  $\alpha$  para as duas técnicas para valores fixos de SNR no receptor. Verifica-se que ambas técnicas proveem o mesmo ganho em SNR com respeito a  $\alpha$ , o que significa que a técnica de decodificação combinada apresenta a mesma eficiência para ambas. Para a técnica de decodificação combinada seletiva, o EVM foi calculado variando-se o valor de  $\beta$  e  $\alpha$  para encontrar o valor ótimo destes

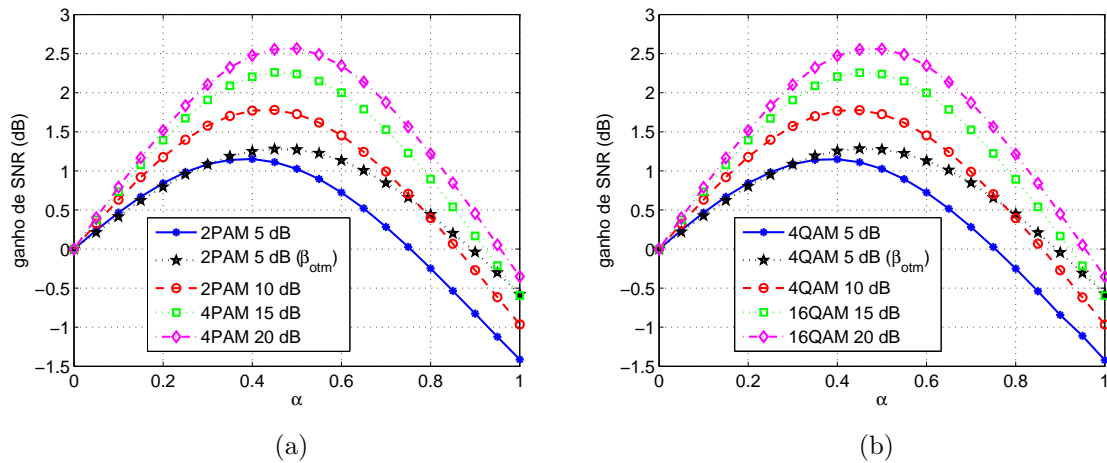


Figura 6.3: Ganho de SNR em função de  $\alpha$  para: a) PAM-DMT e b) AC-DMT.

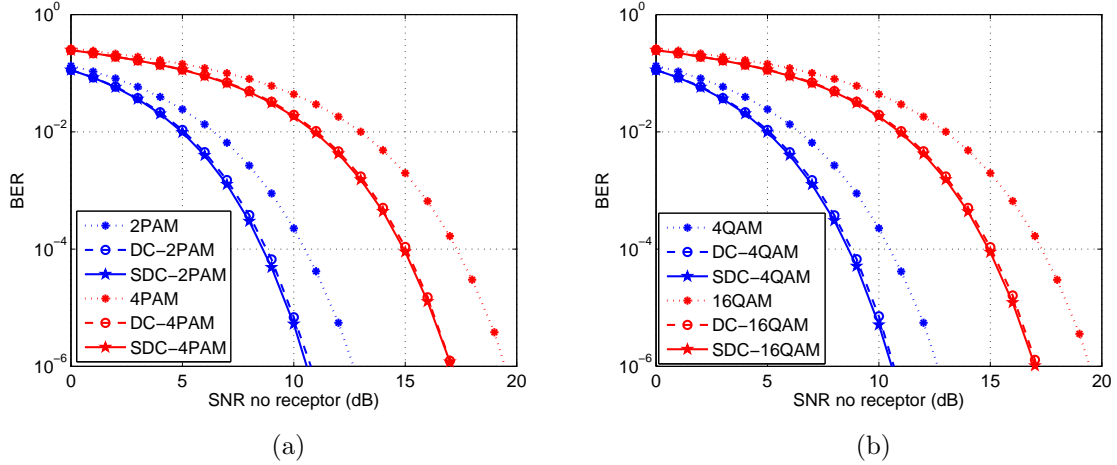


Figura 6.4: BER em função da SNR no receptor para: a) PAM-DMT e b) AC-DMT.

parâmetros que maximizassem o ganho de SNR. Observou-se que, para um certo valor beta ótimo ( $\beta_{otm}$ ), o valor de  $\alpha$  ótimo em todos os casos foi igual a  $\frac{1}{2}$ , o que sugere que não existe mais a penalização marginal devido ao erro de estimação na polarização de  $y_n^Q$ . Para uma mesma SNR, a técnica de decodificação combinada seletiva provê um ganho ligeiramente maior (e. g. o caso 2PAM/4QAM 5 dB mostrado na Figura 6.3), o que torna a otimização dupla de parâmetros ( $\beta$  e  $\alpha$ ) preferível à otimização apenas de  $\alpha$ , já que ambos parâmetros são dependentes da SNR do receptor. Apesar desta dependência, o coeficiente  $\alpha$  foi simplesmente fixado em 0,4 para 2PAM/4QAM e 0,45 para 4PAM/16QAM para a técnica de combinação de diversidade [24]. Para a técnica de combinação seletiva, os parâmetros  $\beta$  e  $\alpha$  foram fixados em 0,04 e 0,5 para 2PAM/4QAM e 0,01 e 0,5 para 4PAM/16QAM, respectivamente.

A Figura 6.4 exibe as curvas de BER em função da SNR no receptor para as técnicas AC-DMT e PAM-DMT em casos que utilizam ou não a técnica de decodificação combinada (DC)/decodificação combinada seletiva (SDC). Como esperado, ambos esquemas apresentam o mesmo desempenho para diferentes valores de SNR no receptor, o que atesta a eficiência do algoritmo de decodificação combinada para a técnica PAM-DMT e a eficiência do algoritmo de decodificação seletiva para ambas as técnicas.

## Capítulo 7 Sincronismo

Praticamente todos os sistemas de comunicações digitais exigem algum grau de sincronismo entre transmissor e receptor para que a recepção e demodulação ocorram adequadamente. Em sua maioria, exige-se o sincronismo de fase e de símbolo.

Em sistemas digitais, o sinal resultante na saída do demodulador deve ser amostrado periodicamente na mesma taxa ou em múltiplos da taxa de símbolo do sinal transmitido. Para isso, o receptor deve ser capaz de obter a informação do tempo de símbolo  $T_s$ . Com o intuito de aliviar os requisitos de taxa de amostragem dos conversores analógico-digitais, sistemas que operam com uma taxa de amostragem  $1/T_s$  são preferíveis. No entanto, como o atraso de propagação entre o transmissor e o receptor é normalmente desconhecido, ele tem que ser estimado no receptor de maneira que o sinal possa ser amostrado no instante correto dentro do intervalo de símbolo  $T_s$ . Ou seja, não basta conhecer o tempo de símbolo, o valor deste atraso é capaz de delimitar corretamente o início e o término de cada símbolo, evitando que partes de dois símbolos distintos sejam erroneamente considerados como um símbolo. Este processo de escolha do instante de amostragem dentro do intervalo de símbolo é conhecido como *timing phase* [48]. Quando o mecanismo de sincronismo do receptor for capaz de realizar todo este processo, diz-se que o receptor adquiriu sincronismo de símbolo (*symbol lock*) [49].

O atraso de propagação entre transmissor e receptor também acarreta um desvio de fase na portadora do sinal recebido em sistemas que utilizam a detecção coerente. Além disso, o oscilador local utilizado para geração da portadora do sinal no receptor normalmente não está sincronizado em fase e frequência com o utilizado no transmissor, e ambos ainda podem oscilar lentamente em função do tempo [48]. Para a correta recepção e demodulação, o oscilador local do receptor tem que estar sincronizado tanto em frequência quanto em fase com o sinal recebido (*phase lock*). Para o caso de sistemas multiportadoras, o sincronismo de fase deve ser em nível de portadora e subportadoras [49], que é simplificado com o uso da IDFT.

Além do sincronismo de fase e de símbolo, um nível mais elevado de sincronismo é exigido em sistemas que utilizam a transmissão de dados por meio de blocos (*frames*), conhecido como sincronismo de quadro. Estes sistemas utilizam a construção de blocos para concatenarem dados com informações adicionais, como será apresentado na Seção 7.1. Por representar um sincronismo de nível superior, após a garantia de sincronismo de símbolo e de fase, o sincronismo de quadro garante a determinação correta do início e fim de cada quadro a fim de que não haja equívocos na interpretação da informação

presente em cada bloco do quadro, como os blocos de dados nos sistemas OFDM/SC-FDE.

Contudo, como o foco deste estudo está direcionado para sistemas de detecção direta, não há necessidade do uso de osciladores locais e, conseqüentemente, de sua sincronização em fase. Neste capítulo o nível de sincronismo de símbolo já é pressuposto. Portanto, este retrata apenas o estudo do sincronismo de quadro.

## 7.1 Quadro

Protocolos de interconexão de alta velocidade como o Ethernet e o Fibre Channel, largamente utilizados em *data centers* [31], são baseados em estruturas de quadro. A Figura 7.1 mostra um exemplo do quadro utilizado no padrão Ethernet [50].

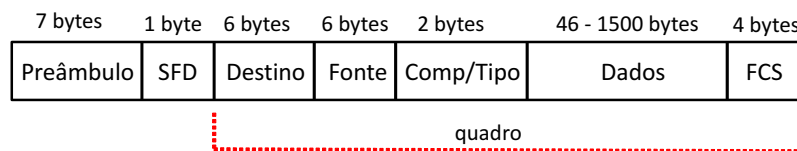


Figura 7.1: Pacote Ethernet.

O preâmbulo é constituído por 7 bytes iguais e tem a função de auxiliar no sincronismo de símbolo. O bloco SFD (*start frame delimiter*), constituído por 1 byte, tem a função de anunciar o início do quadro Ethernet, que consiste no pacote Ethernet sem os campos destinados ao preâmbulo e ao SFD. Os blocos de destino e fonte contêm os endereços MAC (*media access control*) de destino e origem, respectivamente. O bloco “Comp/Tipo” define a forma de interpretação do endereço MAC do cliente. E o bloco FCS (*frame check sequence*) contém o valor de verificação de redundância cíclica (*cyclic redundancy check* – CRC) que tem a função de indicar o fim do quadro [50].

Como as informações presentes no quadro Ethernet se referem a camadas de níveis superior, analisaremos o sincronismo de quadro para as técnicas SC-FDE e DMT com base em um pacote simplificado, como mostra a Figura 7.2. O cabeçalho do pacote apresentado é dividido em dois blocos: o bloco piloto e o bloco de sincronismo. O primeiro é responsável pela estimação do canal, como será descrito na Seção 7.2. Já o segundo tem a incumbência de auxiliar no sincronismo de quadro, tratado na Seção 7.3. O quadro do pacote simplificado é formado por um conjunto de blocos de dados. Para

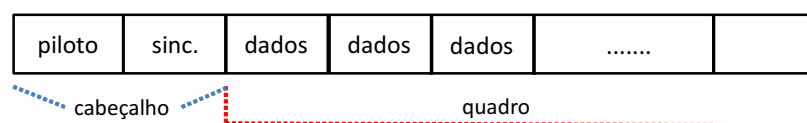


Figura 7.2: Pacote simplificado.

fácil adequação aos sistemas SC-FDE e DMT, cada bloco do pacote simplificado contém  $N$  amostras que terão um prefixo de  $CP$  amostras adicionadas antes da transmissão de cada bloco. A inserção de cabeçalhos entre blocos de dados insere um *overhead* no sistema, reduzindo a taxa efetiva do sistema. No entanto, devido à relativa estabilidade da dispersão modal na fibra multimodo [4], não há necessidade de uma grande periodicidade de cabeçalhos no sinal transmitido, o que não aumenta demasiadamente o *overhead* inserido.

## 7.2 Estimação de canal

Como foi visto nas Seções 2.1 e 2.2, existe a necessidade da obtenção da estimação do canal  $H'_k$  no receptor para a realização da equalização. Para isso, o bloco piloto é preenchido com uma sequência piloto de tamanho  $N$ , que assim como os blocos de dados, terá um prefixo cíclico  $CP$  adicionado. Com as respostas em frequência da sequência piloto transmitida e recebida, é possível estimar  $H'_k$  de acordo com (4.1).

## 7.3 Sincronismo de quadro

Como foi visto, após ter alcançado o sincronismo de símbolo, sistemas com comunicação em quadros necessitam atingir o sincronismo de quadro para a correta interpretação dos blocos de dados presentes nos quadros recebidos. O problema pode ser resolvido de maneira simples ou mais dispendiosa de acordo com as necessidades de cada sistema. A forma mais simples de realizar o sincronismo de quadro se dá com o uso de marcadores de quadro. Marcadores, que podem ser 1 bit ou uma pequena sequência, são inseridos periodicamente ao longo de uma sequência de dados, como mostra a Figura 7.3. No receptor, que deve ter o conhecimento do marcador e de sua periodicidade, o marcador é então correlacionado com a sequência recebida. Quando as correlações atingirem valores elevados nos intervalos de periodicidade do marcador, o sincronismo foi atingido. No entanto, como a técnica utiliza marcadores de pequeno comprimento, faz-se necessário o armazenamento de um determinado número de correlações antes de se decidir pelo estágio de sincronismo, acarretando um atraso no funcionamento do sistema. Por este motivo, este tipo de sincronismo é mais indicado para sistemas que utilizam transmissão contínua de dados. Além disso, pelo fato dos marcadores serem inseridos ao longo da sequência de dados, ela prejudica a organização



Figura 7.3: Exemplo da técnica de marcação de quadro.

do fluxo de dados [49].

Sistemas que utilizam transmissão em rajada ou são pouco tolerantes ao atraso normalmente utilizam palavras de referência, que são inseridas fora do quadro de dados, similarmente ao que ocorre no pacote apresentado na Figura 7.2. No receptor, a sequência recebida é correlacionada com a palavra de referência conhecida para determinar o início do quadro e, conseqüentemente, atingir o sincronismo de quadro. Pelo fato de a palavra de referência apresentar um comprimento maior se comparado com os marcadores de quadro, não se faz necessário o armazenamento de várias correlações, com apenas a correlação de uma palavra de referência já é possível obter sincronismo de quadro para boas seqüências, sendo possível atingir o sincronismo de quadro com mais rapidez. Para isto, uma boa palavra de referência deve apresentar valores baixos para os lóbulos laterais da autocorrelação, para que mesmo um pequeno erro na determinação do quadro possa ser detectado com eficiência [49]. A correlação cruzada entre as seqüências  $x$  e  $y$  é dada por

$$\hat{R}_{xy}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n y_{n+m}, \quad (7.1)$$

em que  $\hat{R}_{xy}(m)$  representa o valor de correlação cruzada para seqüências de tamanho  $N$ . A autocorrelação pode ser representada como  $\hat{R}_{xx}$ . No entanto, como apenas os valores relativos de  $\hat{R}_{xy}$  para  $m$  vizinhos são importantes para o caso de sincronismo de quadro, uma normalização é feita com o intuito de facilitar a visualização de modo que o valor máximo de  $\hat{R}_{xy}$  seja unitário, resultando  $\hat{R}_{xy}^n$ .

### 7.3.1 Resultados

Para os resultados apresentados nesta seção, o bloco de sincronismo apresentado pela Figura 7.2 foi preenchido com uma palavra de referência de tamanho  $N = 1024$  específica para cada sistema (SC-FDE/DMT), devido às características temporais de cada sinal, e assim como os blocos de dados, exigem a adição de um prefixo cíclico  $CP$  para transmissão. Para a SC-FDE, a Figura 7.4a mostra o gráfico de autocorrelação normalizada  $\hat{R}_{xx}^n$  da seqüência de sincronismo, uma palavra de referência binária (2-PAM) que consiste em uma seqüência pseudo-aleatória truncada em  $N$  bits. Já a Figura 7.4b mostra o gráfico de autocorrelação normalizada  $\hat{R}_{xx}^n$  da seqüência de sincronismo com valores reais utilizada nos sistemas DMT. Dentre algumas seqüências testadas, baseadas na seqüência utilizada no bloco LTF (*long training field*) pertencente à estrutura de pacote do IEEE 802.11a [51], escolheu-se a seqüência com a menor PAPR.

Ao observar a Figura 7.4 é possível perceber que ambas seqüências de sincronismo utilizadas representam uma boa palavra de referência, pois para qualquer valor de

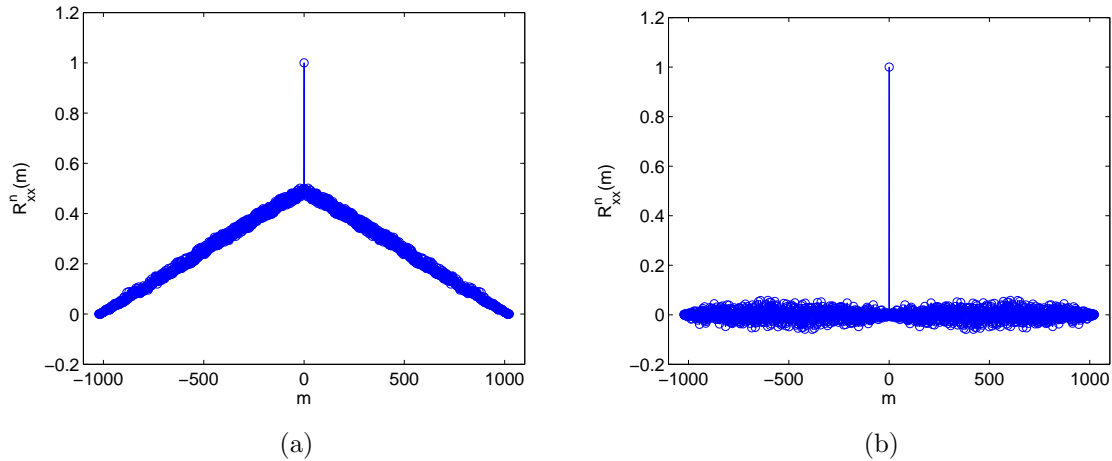


Figura 7.4: Autocorrelação da sequência de sincronismo utilizada nos sistemas: a) SC-FDE e b) DMT.

autocorrelação com uma versão deslocada, ou seja,  $m \neq 0$ ,  $\hat{R}_{xx}(m)$  decai abruptamente, tornando o processo de sincronismo de quadro mais preciso.

Além de apresentarem baixos valores absolutos nos lobos laterais, as sequências de sincronismo devem ser pouco correlacionadas com os demais blocos presentes no cabeçalho do pacote (e. g. piloto e sincronismo) a fim de evitar falsa detecção de sincronismo. A Figura 7.5 revela os gráficos de correlação cruzada entre o cabeçalho e a sequência de sincronismo para cada sistema. Note que, para ambos, quando  $m = N = 1024$ , a sequência de sincronismo está alinhada à sequência de sincronismo do cabeçalho e assume valor máximo. Enquanto que para  $m = 0$ , a sequência de sincronismo está perfeitamente alinhada à sequência piloto do cabeçalho, assumindo um valor muito inferior comparado com  $\hat{R}_{xx}^n(1024)$ . Portanto, verifica-se que a escolha das sequências presentes nos cabeçalhos de ambos os sistemas são satisfatórias. A sequência piloto com valores reais utilizada nos sistemas DMT foi a sequência que apresentou a menor PAPR dentre as testadas. Todas foram baseadas na sequência STF (*short training field*) pertencente à estrutura de pacote do IEEE 802.11a [51]. Já a sequência piloto utilizada para o sistema SC-FDE consiste de uma sequência binária utilizada por Teichmann *et al.* em [28].

Para os sistemas DMT, após a criação do cabeçalho, faz-se necessário a adequação destas sequências reais para que o pacote completo a ser transmitido possua características de PAPR homogêneas. Como o cabeçalho é formado por sequências fixas e o tipo de modulação utilizada influencia na PAPR do quadro de dados, a PAPR do pacote completo deve ser ajustada antes da transmissão. Para isto, uma constante  $Q$  é utilizada para o ajuste do valor de pico das sequências pertencentes ao cabeçalho antes de serem transmitidas. Ademais, a multiplicação destas sequências por constante  $Q$  não altera as propriedades de correlação de cada sequência. A Figura 7.6a mostra um

caso em que o valor de  $Q$  é inferior ao valor ótimo. Já a Figura 7.6b mostra um caso em que  $Q$  assume um valor maior que o valor ótimo, acarretando picos no cabeçalho do sinal resultante, aumentando a PAPR total. A Figura 7.6c mostra o caso em que o valor de  $Q$  é otimizado via simulação computacional ( $Q_{otm}$ ) tanto para a sequência piloto, quanto para a sequência de sincronismo. Em cada caso, variou-se  $Q$  de modo a atingir uma PAPR praticamente idêntica para uma sequência apenas contendo dados e para outra sequência contendo sequências piloto/sincronismo igualmente espaçadas entre a sequência de dados original. Nos gráficos da Figura 7.6,  $x_n$  representa a transmissão de dois pacotes simplificados em que o quadro é formado por cinco blocos de dados. As Tabelas 7.1, 7.2 e 7.3 mostram os resultados de  $Q_{otm}$  para as três técnicas DMT analisadas com diferentes ordens de modulação segundo as seguintes condições: tamanho de FFT  $N = 1024$ , número de subportadoras de dados  $N_c = 416$  (DC-DMT/PAM-DMT) e  $N_c = 208$  (AC-DMT), sendo que todas transmitem a mesma quantidade de bits por suportadora por segundo.

Tabela 7.1: Constante  $Q_{otm}$  para a técnica DC-DMT.

$M$ -QAM	4	16	64	256	1024
$Q_{otm}$ (piloto)	0,88	1,97	4,03	8,12	16,19
$Q_{otm}$ (sinc.)	1,25	2,79	5,71	11,52	22,97

Com a sequência de pacotes  $x_n$  com a PAPR ajustada, resta a avaliação da robustez da sequência de sincronismo ao processo de ceifamento do sinal. A Figura 7.7 mostra a correlação cruzada da sequência de sincronismo original com a sua versão ceifada para três casos específicos. O ceifamento segue (2.6) em que  $I_{DC} = 0$  para

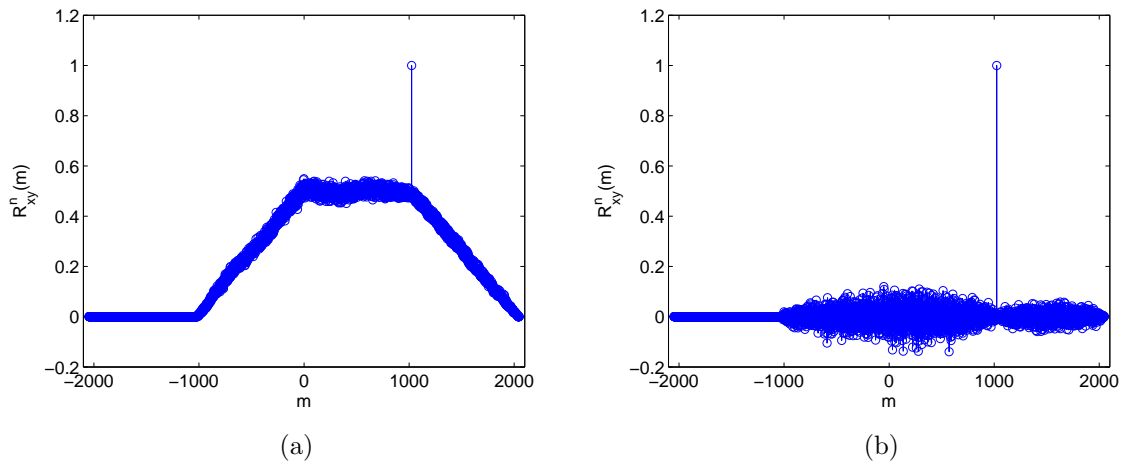


Figura 7.5: Correlação cruzada entre o cabeçalho e a sequência de sincronismo utilizada nos sistemas: a) SC-FDE e b) DMT.



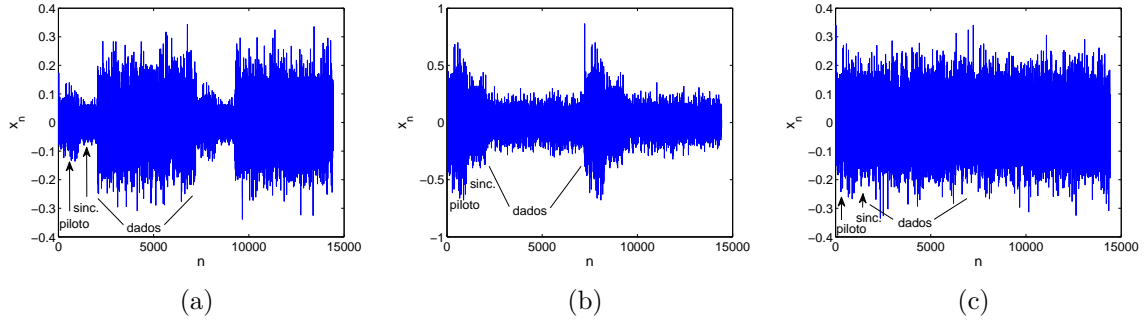


Figura 7.6: Sinal real  $x_n$  constituído por dois pacotes: a) exemplo de constante  $Q < Q_{otm}$ , b) exemplo de constante  $Q > Q_{otm}$  e c) constante otimizada  $Q_{otm}$  para cada sequência piloto/sincronismo.

Tabela 7.2: Constante  $Q_{otm}$  para a técnica AC-DMT.

$M$ -QAM	4	16	64	256	1024	4096
$Q_{otm}$ (piloto)	0,63	1,39	2,85	5,70	11,50	22,94
$Q_{otm}$ (sinc.)	0,89	1,97	4,05	8,09	16,33	32,55

Tabela 7.3: Constante  $Q_{otm}$  para a técnica PAM-DMT.

$M$ -PAM	2	4	8	16	32	64	128	256	512
$Q_{otm}$ (piloto)	0,44	0,99	2,02	4,04	8,10	16,25	32,47	64,83	129,87
$Q_{otm}$ (sinc.)	0,63	1,40	2,87	5,73	11,49	23,06	46,09	92,01	184,31

AC-DMT/PAM-DMT e para o caso DC-DMT,  $I_{DC}$  é calculado por (2.7) sendo  $k_{clip}$  dado pela Tabela 3.1. Percebe-se que, em todos os casos, as propriedades de correlação ainda são satisfatoriamente mantidas.

Por fim, testou-se o sincronismo de quadro dentro de um cenário mais realista, em que foi feita a transmissão de 2 pacotes simplificados (com o quadro formado por cinco blocos de dados) pela estimativa do canal de experimental de 300 m. A perda de

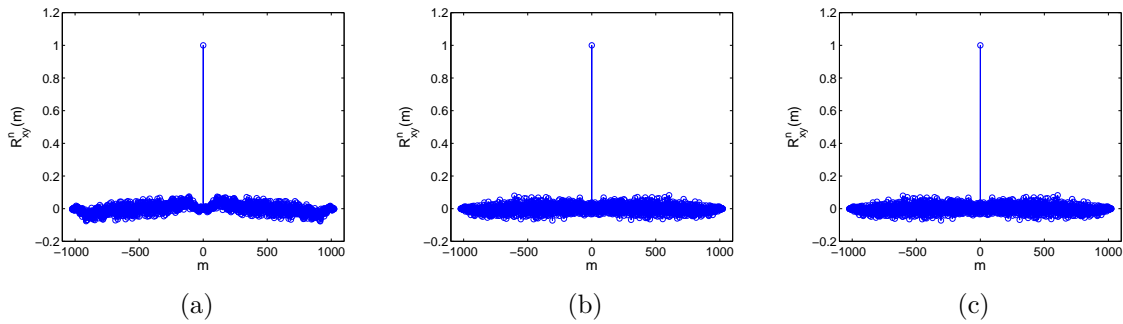


Figura 7.7: Correlação cruzada entre a sequência de sincronismo antes e após o ceifamento: a) DC-DMT (4-QAM), b) AC-DMT (4-QAM) e c) PAM-DMT (4-PAM).

sincronismo de quadro no receptor foi simulada provocando um deslocamento circular de 2500 amostras para direita no sinal recebido. Os parâmetros de simulação utilizados foram: potência de óptica de lançamento na fibra  $P = -9$  dBm; taxa de transmissão de bits  $R_b = 10$  Gbps; tamanho de FFT  $N = 1024$ ; número de sub-portadoras de dados  $N_c = 416$  (DC-DMT/PAM-DMT) e  $N_c = 208$  (AC-DMT); prefixo-cíclico (CP)  $N_{CP} = 6$ ; responsividade no fotodetector  $R = 0,6$  A/W em 850 nm [12]; variância do ruído  $N_0 = 10^{-22}$  A<sup>2</sup>/Hz, típica para receptores comerciais [12] e um coeficiente de atenuação  $\alpha = 2,1$  dB/km, típico para uma MMF em 850 nm [47].

A Figura 7.8 mostra os resultados das correlações cruzadas entre o sinal total e a sequência de sincronismo antes do ceifamento e após a recepção. As Figuras 7.8a, 7.8c, 7.8e e 7.8g mostram a correlação cruzada antes do ceifamento do sinal. Percebe-se que em todas elas o máximo da correlação é atingido para  $m = 1030 = N + CP$ , ponto em que a sequência de sincronismo está perfeitamente alinhada com a sequência de sincronismo do primeiro cabeçalho do primeiro pacote. Já as Figuras 7.8b, 7.8d, 7.8f e 7.8h exibem os resultados de correlação cruzada para o sinal recebido já deslocado. O ponto máximo de correlação ocorre deslocado:  $m = 3530$  para a Figura 7.8b e  $m = 3531$  para as Figuras 7.8d, 7.8f e 7.8h. Devido ao deslocamento de 2500 amostras,  $R_{xy}^n$  deveria assumir seu valor máximo para  $m = N + CP + 2500 = 3530$ , que acontece somente para o caso SC-FDE (2-PAM). No entanto, desde de que o erro absoluto da posição  $m$  seja menor que a quantidade de amostras corrompidas do prefixo  $CP$ , isso não acarreta um erro de sincronismo de quadro devido à informação redundante inserida pelo prefixo cíclico, mas perde-se eficiência no processo de equalização. Apesar disto, pode-se dizer que o sincronismo de quadro foi obtido com sucesso nos quatro casos apresentados pela Figura 7.8.

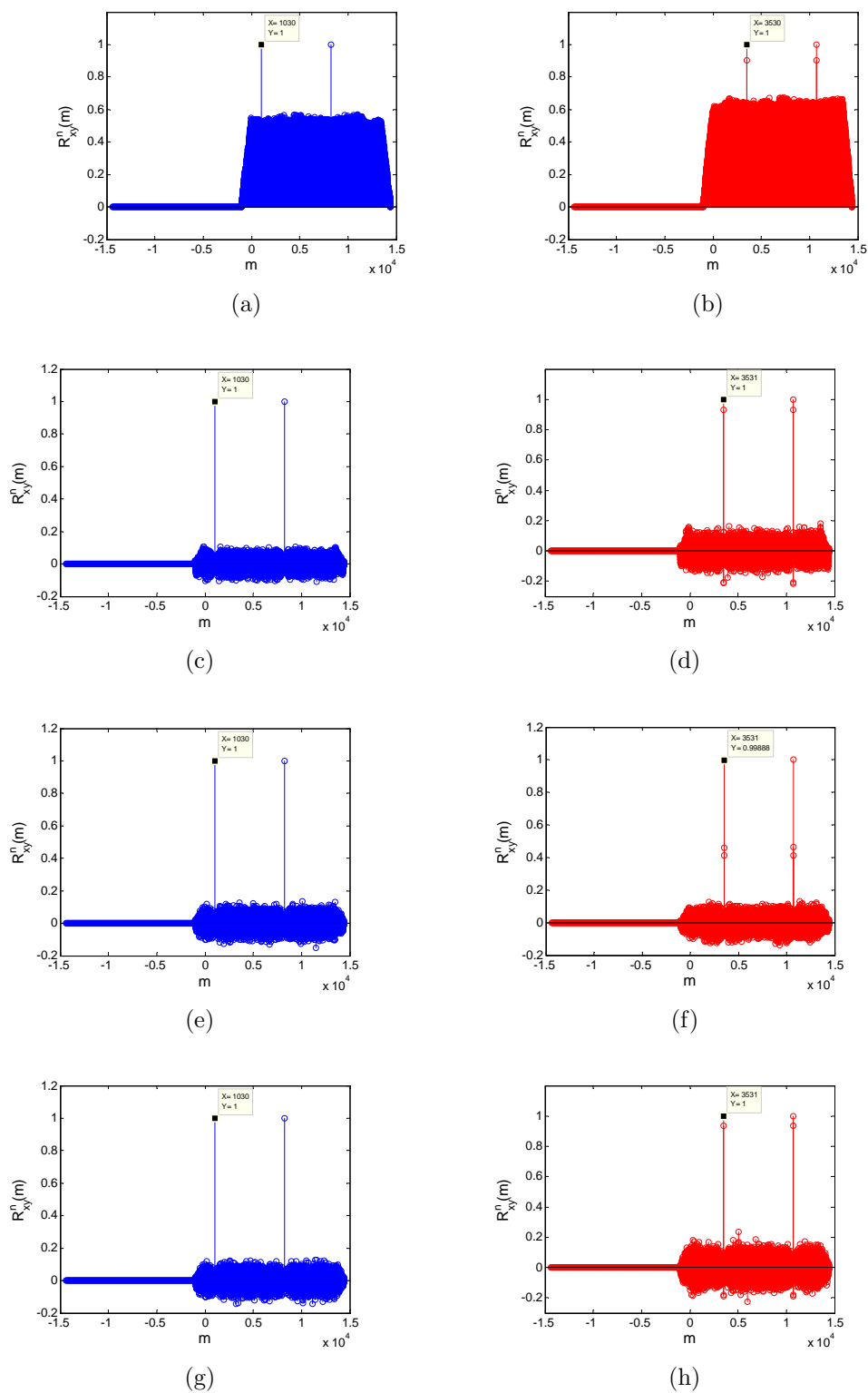


Figura 7.8: Correlação cruzada entre o sinal total antes do ceifamento e a seqüência de sincronismo: a) SC-FDE (2-PAM), c) DC-DMT (4-QAM), e) AC-DMT (4-QAM) e g) PAM-DMT (4-PAM). Correlação cruzada entre o sinal total recebido com um deslocamento circular de 2500 amostras e a seqüência de sincronismo: b) SC-FDE (2-PAM) d) DC-DMT (4-QAM), f) AC-DMT (4-QAM) e h) PAM-DMT (4-PAM).

## Capítulo 8 Conclusão

Este trabalho estudou o uso de sistemas SC-FDE e DMT para mitigação da dispersão modal em sistemas ópticos de curta distância com detecção direta. Com o desempenho da BER como métrica comparativa, abordagem semelhante ao estudo proposto em [10], foi possível confirmar a melhor eficiência do sistema SC-FDE quando comparado aos sistemas DMT que consideram a *power loading*. Além disso, verificou-se a necessidade do aumento da potência de transmissão bem como o aumento da eficiência espectral do sistema para atingir altas taxas de bit para uma mesma frequência de corte do canal analisado. Ao contrário de [10], sugeriu-se o uso do algoritmo de *bit loading* para os sistemas DMT com a finalidade de melhorar a eficiência destes sistemas. Estendendo esta análise de penalidades para um cenário mais realista, com o uso de estimativas de canais provenientes de fibras multimodo, observou-se que, para canais mais seletivos em frequência, os sistemas AC-DMT/PAM-DMT superam o desempenho do sistema SC-FDE. Contudo, o transmissor SC-FDE pode ser mais simples.

Em sistemas ópticos práticos, os moduladores de intensidade constituem um grande fator limitante devido à sua característica não-linear. Um *back-off* de potência pode ser realizado para operação na região linear do modulador. No entanto, devido à necessidade de aumento na taxas de transmissão, faz-se necessário o aumento da potência de transmissão em conjunto com a eficiência espectral do sistema. E, por causa da baixa potência de transmissão fornecida por VCSELs, a operação em suas regiões não-lineares se torna inevitável. Ao contrário dos sistemas tradicionais OOK, sistemas DMT e SC-FDE ( $M > 2$ ) são sensíveis às não-linearidades do modulador. Dessa forma, uma técnica de pré-distorção, baseada em [30], foi aplicada com êxito na mitigação dos efeitos não-lineares provenientes do modelo de VCSEL considerado neste trabalho.

Com o intuito de obter um sistema de maior eficiência, Chen *et al.* [24] propuseram um algoritmo de decodificação combinada para a técnica AC-DMT. Apesar de as técnicas AC-DMT ( $M^2$ -QAM) e PAM-DMT ( $M$ -PAM) apresentarem o mesmo desempenho quando comparadas, esta apresenta um desempenho potencial superior quando o *bit loading* é considerado. Assim, este estudo propôs um algoritmo de decodificação combinada para a técnica PAM-DMT, baseado em [24], capaz de prover o mesmo ganho teórico de até 3 dB quando comparado com o receptor convencional. Ademais, ainda foi proposto um algoritmo de decodificação combinada seletiva que mitiga as perdas marginais na combinação de amostras de baixa potência.

Para implementação prática dos sistemas estudados neste trabalho, faz-se necessária

a adequação destes aos protocolos de interconexão utilizados em *data centers*. Como foi visto, estes protocolos são baseados em estruturas de quadro, tornando-se necessária a aquisição do sincronismo de quadro para correto funcionamento do sistema. Neste trabalho, um mecanismo de sincronismo de quadro foi analisado e testado para palavras de referência propostas aos sistemas SC-FDE e DMT. Devido às boas características de correlação das sequências propostas, foi possível atingir o sincronismo de quadro em todos os casos simulados.

Neste trabalho, diversos resultados acerca de sistemas ópticos com detecção direta foram abordados isoladamente. Trabalhos futuros podem analisar a integração destes, como o uso das técnicas de decodificação combinada para os sistemas AC-DMT e PAM-DMT em uma análise comparativa com sistemas SC-FDE, por exemplo. Ou o aprofundamento em outros pontos, como analisar o uso de códigos corretores de erros (FEC). Analisar outras técnicas na mitigação dos efeitos não-lineares dos moduladores. Estudar a robustez da técnica de pré-distorção quanto à estimação da resposta do modulador. Estudar outras técnicas capazes de aumentar a eficiência espectral elétrica e/ou desempenho de sistemas DMT. Analisar palavras de referência com melhores características de correlação ou outros métodos que auxiliem no sincronismo de quadro. Estudar o impacto da quantização presente nos conversores analógico-digitais, principalmente nos sistemas DMT.

## Referências Bibliográficas

- [1] LAM, C. et al. Fiber optic communication technologies: What's needed for data-center network operations. *IEEE Commun. Mag.*, v. 48, n. 7, p. 32–39, 2010.
- [2] RABINOVICH, R. 40 Gb/s and 100 Gb/s ethernet short-reach optical and copper host board channel design. *IEEE Commun. Mag.*, v. 50, n. 4, p. 129–133, April 2012.
- [3] RYLYAKOV, A. 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. In: *Proc. of OFC/NFOC 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–3.
- [4] BENLACHTAR, Y. et al. Optical OFDM for the data center. In: *Proc. of ICTON 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–4.
- [5] FALCONER, D. et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Commun. Mag.*, v. 40, n. 4, p. 58–66, 2002.
- [6] ARMSTRONG, J. OFDM for Optical Communications. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 27, n. 3, p. 189–204, 2009.
- [7] BENLACHTAR, Y. et al. Generation of optical OFDM signals using 21.4 GS/s real time digital signal processing. *OSA Opt. Express*, v. 17, n. 20, p. 17658–17668, 2009.
- [8] BUCHALI, F. et al. Realisation of a real-time 12.1 Gb/s optical OFDM transmitter and its application in a 109 Gb/s transmission system with coherent reception. In: *Proc. of ECOC 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 2009-Supplement, p. 1–2.
- [9] GIDDINGS, R. et al. Experimental demonstration of a record high 11.25 Gb/s real-time optical OFDM transceiver supporting 25km SMF end-to-end transmission in simple IMDD systems. *OSA Opt. Express*, v. 18, n. 6, p. 5541–5555, 2010.
- [10] WOLF, M.; HAARDT, M. Comparison of OFDM and frequency domain equalization for dispersive optical channels with direct detection. In: *Proc. of ICTON 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–7.

- [11] CHEN, L.; KRONGOLD, B.; EVANS, J. Performance Analysis for Optical OFDM Transmission in Short-Range IM/DD Systems. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 30, n. 7, p. 974–983, 2012.
- [12] BARROS, D.; KAHN, J. Comparison of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing and ON-OFF Keying in Direct-Detection Multimode Fiber Links. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 29, n. 15, p. 2299–2309, 2011.
- [13] SARI, H.; KARAM, G.; JEANCLAUD, I. Frequency-domain equalization of mobile radio and terrestrial broadcast channels. In: *Proc. of GLOBECOM 1994*. [S.l.: s.n.], 1994. p. 1–5 vol.1.
- [14] CARRUTHERS, J.; KAHN, J. Multiple-subcarrier modulation for non-directed wireless infrared communication. In: *Proc. of GLOBECOM 1994*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 1055–1059.
- [15] LEE, S. C. J. et al. Discrete multitone modulation for high-speed data transmission over multimode fibers using 850-nm VCSEL. In: *Proc. of OFC 2009 - includes post deadline papers*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–3.
- [16] DJORDJEVIC, I.; VASIC, B.; NEIFELD, M. LDPC-Coded OFDM for Optical Communication Systems with Direct Detection. *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, v. 13, n. 5, p. 1446–1454, Sept 2007.
- [17] LEE, S. C. J. et al. Discrete Multitone Modulation for Maximizing Transmission Rate in Step-Index Plastic Optical Fibers. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 27, n. 11, p. 1503–1513, June 2009.
- [18] YANG, H. et al. 47.4 Gb/s Transmission Over 100 m Graded-Index Plastic Optical Fiber Based on Rate-Adaptive Discrete Multitone Modulation. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 28, n. 4, p. 352–359, Feb 2010.
- [19] ARMSTRONG, J.; SCHMIDT, B. Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN. *IEEE Commun. Lett.*, v. 12, n. 5, p. 343–345, May 2008.
- [20] CHEN, L.; KRONGOLD, B.; EVANS, J. Performance Evaluation of Optical OFDM Systems with Nonlinear Clipping Distortion. In: *Proc. of ICC 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- [21] TANG, J. M.; SHORE, K. Maximizing the Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode-Fiber Links by Optimizing

- Analog-to-Digital Converters. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 25, n. 3, p. 787–798, March 2007.
- [22] ARMSTRONG, J.; LOWERY, A. Power efficient optical OFDM. *IET Electronics Letters*, v. 42, n. 6, p. 370–372, March 2006.
- [23] LEE, S. C. J. et al. PAM-DMT for Intensity-Modulated and Direct-Detection Optical Communication Systems. *IEEE Photonic. Tech. L.*, v. 21, n. 23, p. 1749–1751, Dec 2009.
- [24] CHEN, L.; KRONGOLD, B.; EVANS, J. Diversity Combining for Asymmetrically Clipped Optical OFDM in IM/DD Channels. In: *Proc. of GLOBECOM 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- [25] ASADZADEH, K.; DABBO, A.; HRANILOVIC, S. Receiver design for asymmetrically clipped optical OFDM. In: *Proc. of GLOBECOM Workshops 2011*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 777–781.
- [26] DISSANAYAKE, S.; ARMSTRONG, J.; HRANILOVIC, S. Performance analysis of noise cancellation in a diversity combined ACO-OFDM system. In: *Proc. of ICTON 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4.
- [27] JIN, X. Q. et al. Statistical Investigations of the Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode Fiber Links. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 26, n. 18, p. 3216–3224, Sept 2008.
- [28] TEICHMANN, V. S. et al. SC-FDE for MMF short reach optical interconnects using directly modulated 850 nm VCSELs. *OSA Opt. Express*, v. 20, n. 23, p. 25369–25377, 2012.
- [29] HUGUES-SALAS, E. et al. Directly Modulated VCSEL-Based Real-Time 11.25-Gb/s Optical OFDM Transmission Over 2000-m Legacy MMFs. *IEEE Photonics Journal*, v. 4, n. 1, p. 143–154, Feb 2012.
- [30] ELGALA, H.; MESLEH, R.; HAAS, H. Predistortion in Optical Wireless Transmission Using OFDM. In: *Proc. of HIS 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 2, p. 184–189.
- [31] LEE, J. et al. 24-Gb/s transmission over 730 m of multimode fiber by direct modulation of an 850-nm VCSEL using discrete multi-tone modulation. In: *Proc. of OFC/NFOC 2007*. [S.l.: s.n.], 2007.
- [32] AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. 3. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2002.



- [33] GOLDSMITH, A. *Wireless communications*. [S.l.]: Cambridge university press, 2005.
- [34] LEE, S. C. J. et al. Discrete Multitone Modulation for Maximizing Transmission Rate in Step-Index Plastic Optical Fibers. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 27, n. 11, p. 1503–1513, June 2009.
- [35] YANG, H. et al. 47.4 Gb/s Transmission Over 100 m Graded-Index Plastic Optical Fiber Based on Rate-Adaptive Discrete Multitone Modulation,. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*
- [36] WOLF, M. et al. Block transmission with linear frequency domain equalization for dispersive optical channels with direct detection. In: *Proc. of ICTON 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–8.
- [37] MERCHED, R. On OFDM and single-carrier frequency-domain systems based on trigonometric transforms. *IEEE Signal. Proc. Let.*, v. 13, n. 8, p. 473–476, Aug 2006.
- [38] CHOW, P.; CIOFFI, J.; BINGHAM, J. A. C. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels. *IEEE T. Commun.*, v. 43, n. 234, p. 773–775, Feb 1995.
- [39] CAMPELLO, J. Optimal discrete bit loading for multicarrier modulation systems. In: *Proc. of ISIT 1998*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 193.
- [40] FISCHER, R. F. H.; HUBER, J. A new loading algorithm for discrete multitone transmission. In: *Proc. of GLOBECOM 1996*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 724–728 vol.1.
- [41] BARRETO, A.; FURRER, S. Adaptive bit loading for wireless OFDM systems. In: *Proc. of PIMRC 2001*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. G–88–G–92 vol.2.
- [42] FISCHER, R.; HUBER, J.; KOMP, G. Coordinated digital transmission: theory and examples. *ARCHIV FUR ELEKTRONIK UND UBERTRAGUNGSTECHNIK*, S HIRZEL VERLAG, v. 48, p. 289–289, 1994.
- [43] VIS Vertically Integrated Systems. 2012. Disponível em: <<http://www.v-i-systems.com/>>.
- [44] MOSER, P.; LOTT, J.; BIMBERG, D. Energy Efficiency of Directly Modulated Oxide-Confined High Bit Rate 850-nm VCSELs for Optical Interconnects. *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, v. 19, n. 4, p. 1702212–1702212, July 2013.

- [45] MCKINLEY, M. D. et al. EVM calculation for broadband modulated signals. In: *Proc. of ARFTG 2004*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 45–52.
- [46] SHAFIK, R.; RAHMAN, S.; ISLAM, R. On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics. In: *Proc. of ICECE 2006*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 408–411.
- [47] NASU, H. Short-Reach Optical Interconnects Employing High-Density Parallel-Optical Modules. *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, v. 16, n. 5, p. 1337–1346, Sept 2010.
- [48] PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. *Digital Communications*. 5. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2008.
- [49] SKLAR, B. *Digital Communications Fundamentals and Applications*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall PTR New Jersey, 2001.
- [50] IEEE Standard for Information technology–Telecommunications and information exchange between systems–Local and metropolitan area networks– Specific requirements Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications. IEEE Std 802.3. 2008.
- [51] PERAHIA, E.; STACEY, R. Next generation wireless lans. *Throughput, robustness and reliability in 802.11 n*, 2008.