



UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória Constante em Sistemas Ópticos com Detecção Coerente

Esequiel da Veiga Pereira

Orientador: Dr. Jair Adriano Lima Silva
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Coorientador: Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

VITÓRIA-ES
30 DE MARÇO DE 2017

Esequiel da Veiga Pereira

**Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória
Constante em Sistemas Ópticos com
Detecção Coerente**

Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória Constante
em Sistemas Ópticos com Detecção Coerente CO-OFDM

Linha de pesquisa: Telecomunicações

Orientador: Dr. Jair Adriano Lima Silva
Universidade Federal do Espírito Santo -
UFES

Coorientador: Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto
Universidade Federal do Espírito Santo -
UFES

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
VITÓRIA-ES
30 DE MARÇO DE 2017

Esequiel da Veiga Pereira Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória Constante em Sistemas Ópticos com Detecção Coerente/ Esequiel da Veiga Pereira. – Vitória-ES, 30 de Março de 2017- 149 p. : il.(red); 30 cm.
Orientador:Dr. Jair Adriano Lima Silva
Tese de Doutorado – Universidade Federal do Espírito Santo - UFES, 30 de Março de 2017.
1.OFDM 2. Constant Envelop. 3. PAPR. I. Dr. Jair Adriano Lima Silva. II. Universidade Federal do Espírito Santo. III. LABTEL. IV. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
CDU 02:141:005.7

Esequiel da Veiga Pereira

**Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória
Constante em Sistemas Ópticos com
Detecção Coerente**

Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória Constante
em Sistemas Ópticos com Detecção Coerente CO-OFDM

Trabalho aprovado. Vitória-ES, 30 de Março de 2017

Dr. Jair Adriano Lima Silva

Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador

Dra. Maria José Pontes

Universidade Federal do Espírito Santo
Membro Interno

Dr. Rodrigo Varejão Andreão

Universidade Federal do Espírito Santo
Membro Externo ao Programa

Dr. Paulo de Tarso Neves Junior

Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Membro Externo

Dr. Andrés Pablo López Barbero

Universidade Federal Fluminense
Membro Externo

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
VITÓRIA-ES
30 DE MARÇO DE 2017

Aos meus pais, Domingos Pereira (in memoriam) e Martina Vaz da Veiga (in memoriam), origem da inspiração para enfrentar mais este desafio.

Aos Meus Irmãos que sempre me apoiaram nos muitos momentos desde que ingressei no doutorado, até a conclusão desta tese;

Agradecimentos

Primeiramente, Gostaria de agradecer a toda minha Família que, com muito esforço, carinho e apoio, não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa da minha vida

Aos meus professores, Dr. Jair Adriano. Lima Silva e Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto, que sempre estiveram na difícil decisão dos caminhos do conhecimento.

Aos meus amigos do LabTel, que dia-a-dia estiveram comigo na luta, pesquisando as melhores formas de testar e analisar o propósito deste trabalho.

Demais agradecimentos vão para:

- A Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) que através do departamento de engenharia elétrica, deu-me a oportunidade de ingressar no Doutorado.
- O Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) pela bolsa de estudos concedida durante o período em que dediquei-me a este trabalho.
- Aos projetos PRONEXIFAP ES-48508560/2009, CNPq-307470/2012-1 e CNPq-474947/2013-0.

“O fator decisivo para vencer o maior obstáculo é, invariavelmente, ultrapassar o obstáculo anterior.” (Henry Ford)

Resumo

Para acompanhar a crescente demanda por capacidade de canal das redes de transporte ópticas (*backbone*), a investigação de formatos de modulação suportando uma enorme capacidade de transmissão ganha interesse especial. A multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) aplicado em sistemas ópticos com detecção coerente (CO-OFDM) tem sido apontado como um dos fortes candidatos para a atualização dos sistemas fotônicos convencionais. Devido ao espectro óptico compacto, os sinais CO-OFDM são pouco influenciados pela degradação linear, tais como dispersão de velocidade de grupo (GVD) e dispersão de modo de polarização (PMD). No entanto, o alto valor da relação entre a potência de pico e a potência média (PAPR) torna-o vulneráveis à não linearidade da fibra e degrada seu desempenho de transmissão.

Apresenta-se neste trabalho uma proposta de utilização de técnica Constante envelope aplicado a sinais OFDM transmitidos em redes ópticas com detecção coerente, denominado de CO-CE-OFDM, que reduz o valor do PAPR para apenas 3 dB, como uma forma de combater não só as não linearidades geradas pelo modulador Mach-Zehnder, mas também, as próprias não linearidades geradas pela fibra óptica, devido a altos valores de PAPR e elevados valores de potência óptica.

Resultados de simulações feitas em ambiente Matlab, para 1200 km de fibra SSMF, mostraram que quando a transmissão é feita em regime linear (baixa potência na entrada da fibra), em algumas situações, CO-CE-OFDM apresenta um desempenho superior aos apresentados pelo sistema óptico com detecção coerente convencional. Por exemplo, para 100 Gb/s de taxa, níveis de mapeamento de 16 QAM e índice de modulação óptica (OMI) igual a 2, 5, o sistema proposto com índice de modulação de fase elétrica ($2\pi h$) igual a 3 apresentou ganhos medidos relação sinal-ruído óptico (OSNR) superiores a 12 dB, para uma taxa de erro de bits de 10^{-3} .

Em regime não linear, decorrente do aumento da potência óptica, mesmo para baixos valores de OMI e altos valores de relação sinal-ruído óptico (OSNR), CO-CE-OFDM apresentou ganhos de desempenhos de aproximadamente 26 dB, quando a potência óptica na entrada é de 10 dBm. Para altos valores de OMI esse ganho de desempenho é cerca de 12 dB, para 16 QAM e 100 Gb/s de taxa.

Além disso, para o sistema proposto, foi desenvolvido um modelo analítico que permite avaliar de forma rápida e a um baixo custo computacional, a variação da taxa de erro de bits em função da variação da relação sinal-ruído.

Apesar do ganho de desempenho apresentado, CO-CE-OFDM apresenta um alargamento espectral, o que pode ser um problema em sistemas multicanais.

Keywords: Constante envelope, Detecção coerente, Fibra Óptica, Mitigação de não linearidades, OFDM óptico, PAPR.

Abstract

To keep pace with the ever-increasing demand for channel capacity of optical back bone networks, investigation of modulation formats supporting huge transmission capacity are gained special interest. Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing (CO-OFDM) is one of the candidates for upgrading the conventional photonic systems. Because of the compact optical spectrum, CO-OFDM signals are scarcely influenced by linear degradation such as group velocity dispersion (GVD) and polarization mode dispersion (PMD). However, the large peak to average power ratio (PAPR) makes them vulnerable to fiber nonlinearity and degrades their transmission performance.

A low PAPR coherent-detection optical OFDM system has been proposed and discussed to increase tolerance towards Mach-Zehnder modulator and fiber nonlinearities. Based on constant envelope signals (PAPR = 3 dB) obtained after electrical phase modulation, the denominated CO-CE-OFDM scheme outperforms conventional optical coherent-detection OFDM systems, in some specific circumstances.

Simulations results after propagations through 1200 km of standard single mode fiber (SSMF) shows that when the transmission is done in a linear regime (low optical power at fiber input), in some situations CO-CE-OFDM outperforms conventional coherent detection. For example, for a 100 Gb/s rate, mapping levels of 16 QAM and optical modulation index (OMI) equal to 2.5, the proposed system with electric phase modulation index ($2\pi h$) equal to 3 exhibited optical signal-to-noise ratio (OSNR) gains greater than 12 dB, for a bit error rate of 10^{-3} .

In the nonlinear regime, due to the increase in optical power, even for low OMI values and high optical signal-to-noise ratio, CO-CE-OFDM presented performance gains of approximately 26 dB over the conventional CO-OFDM, when the optical input power is 10 dBm. For high OMI values, this performance gain is about 12 dB, for 16 QAM and 100 Gb/s rate.

In addition, an analytical model is presented, which allows evaluating, in a fast and at low computational cost, the performance of the system against the variation of the optical signal-to-noise ratio.

Despite the performance gain presented, CO-CE-OFDM shows spectral widening, which can be a problem in multichannel systems.

Keywords: Coherent detection, Constant Envelope, nonlinearity mitigation, Optical Fiber, Optical OFDM, PAPR.

Lista de Figuras

Figura 1 – Várias tecnologias que contribuíram para a melhoria da capacidade por distância em redes ópticas. Fonte:(Seimetz 2009)	3
Figura 2 – Arquitetura de transmissores ópticos. (a) Sistema uniportadora QPSK; (b) sistema uniportadora 16-QAM; (c) Sistema CO-OFDM.	8
Figura 3 – Variação da atenuação na fibra com o comprimento de onda. Fonte: (Agrawal 2011)	16
Figura 4 – Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora	31
Figura 5 – Divisão do espectro de frequências em N_s sub-canais	32
Figura 6 – Configuração de um transmissor multiportadora.	33
Figura 7 – Configuração de um receptor multiportadora	35
Figura 8 – Espectro de um sinal OFDM contendo apenas sete subportadoras. . . .	36
Figura 9 – Configuração básica de um transmissor OFDM. O sinal OFDM na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria Hermitiana aplicada aos sub-símbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada.	38
Figura 10 – Densidade Espectral de potência de um sinal OFDM gerado pela Figura 9, para 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos sub-símbolos. Depois da IDFT, o sinal passa por um filtro de transmissão $g_{Tx}(t)$ retangular e depois por um conversor D/A simulado por um filtro Butterworth de ordem 13. O sinal é deslocado para a frequência central $f_c \approx 91\text{MHz}$	39
Figura 11 – Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que remove a simetria Hermitiana pois se considerou $N_s = \frac{L}{2}$ sub-símbolos OFDM na entrada do bloco Demap.	41
Figura 12 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI.	42
Figura 13 – Sistema OFDM Básico	43
Figura 14 – CCDF do PAPR de um sinal ODFM para diferentes quantidades de subportadoras	46
Figura 15 – Exemplo de ceifamento de pico em amostras de um sinail OFDM. . . .	48
Figura 16 – Diagrama de bloco da técnica PTS.	50
Figura 17 – Diagrama de bloco da técnica SLM.	51
Figura 18 – Diagrama de bloco da técnica ACE.	55
Figura 19 – principio de funcionamento da técnica DFT-Spread. Fonte:(Adhikari et al. 2013)	56
Figura 20 – Formas de mapeamento das subportadoras	57

Figura 21 – CO-CE-OFDM usando um modulador de fase óptico	59
Figura 22 – Implementação da técnica CE-OFDM, usando um modulador de fase elétrico	62
Figura 23 – Possível arquitetura para implementação de sistemas DDO-OFDM	64
Figura 24 – Tecnologias que influenciaram a capacidade das redes ópticas e tendências atuais de crescimento do tráfego. Fonte: (Matsuoka 2011)	69
Figura 25 – Configuração do Transmissor/Receptor óptico coerente, com diversidade de fase, Baseado em DSP: (a)transmissor, (b) receptor.	70
Figura 26 – Configuração de um detector coerente que mede o batimento entre o sinal óptico recebido e o oscilador local. Detecção balanceada elimina a componente DC e maximiza o sinal resultante do batimento.	73
Figura 27 – Configuração de um detector coerente com diversidade de fase e de polarização.	75
Figura 28 – Possíveis arquiteturas para implementação de CO-OFDM. (a) conversão direta; (b) conversão usando frequência intermediária	78
Figura 29 – Princípio de operação do DML	84
Figura 30 – Princípio de operação do EAM	85
Figura 31 – Acoplador óptico com apenas uma entrada alimentada	86
Figura 32 – princípio de operação do MZM	87
Figura 33 – Ponto de operação do MZM.	89
Figura 34 – Topologia do sistema CO-CE-OFDM proposto.	94
Figura 35 – Configuração utilizada para caracterizar o modulador MZM.	96
Figura 36 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado para 4 QAM como modulação nas subportadoras. (a) OMI = 0,5 e (b) OMI = 2,5.	104
Figura 37 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado para 16 QAM como modulação nas subportadoras. (a) OMI = 0,5 e (b) OMI = 2,5.	105
Figura 38 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado para 64 QAM como modulação nas subportadoras. (a) OMI = 0,5 e (b) OMI = 2,5.	106
Figura 39 – Variação da taxa de erro de bits em função da OSNR para mapeamento 64-QAM, OMI = 0.5 e vários valores do índice de modulação de fase $2\pi h$	107
Figura 40 – (a)Variação da BER em função de $2\pi h$; (b), (c) e (d) mostram diagramas de constelação para $2\pi h = 1, 3$ e 4 respectivamente para OSNR = 28 dB.	109
Figura 41 – Variação da taxa de erro de bits em função da OSNR para 4-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0, 5; (b) OMI = 2, 5.	112
Figura 42 – Variação da taxa de erro de bits em função da OSNR para 16-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0, 5; (b) OMI = 2, 5.	113
Figura 43 – Variação da taxa de erro de bits em função da OSNR para 64-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0, 5; (b) OMI = 2, 5.	113

Figura 44 – Comparação do desempenho BER \times OMI para os sistemas CO-CE-OFDM e CO-OFDM operando a 100 Gb/s. (a) Para 16-QAM como mapeamento nas subportadoras; (b) para 64-QAM como mapeamento nas subportadoras.	114
Figura 45 – BER \times OSNR para mapeamento 16-QAM. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.	116
Figura 46 – Diagramas de constelação para OMI = 0,5, OSNR = 28 dB. (a) CO-CE-OFDM com $2\pi h = 3,0$; (b) CO-CE-OFDM com $2\pi h = 3,5$; (c) CO-OFDM.	117
Figura 47 – BER \times OSNR para mapeamento 64-QAM. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.	117
Figura 48 – Diagramas de constelação obtidas para OMI = 2,5; OSNR = 35 dB e 64-QAM. (a) CO-CE-OFDM $2\pi h = 3$; (b) CO-CE-OFDM $2\pi h = 3,5$; (c) CO-OFDM	118
Figura 49 – Variação da EVM em função da potência óptica na entrada da fibra, para 4-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.	119
Figura 50 – Variação da EVM em função da potência na entrada da fibra, para 16-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.	120
Figura 51 – Variação da EVM em função da potência na entrada da fibra, para 64-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.	121
Figura 52 – princípio de operação do MZM	143
Figura 53 – Diagrama de constelação ilustrativo.	146
Figura 54 – Relação EVM, SNR e BER para Modulação 16-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.	149
Figura 55 – Relação EVM, MER e BER para Modulação 4,16 e 64-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.	149

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Coerente Vs IM-DD	67
Tabela 2 – parâmetros de simulação	103

Lista de Abreviaturas e Siglas

A_{eff}	Área Efetiva do Núcleo
ACE	Extensão de Constelação Ativa
ADC	Conversor Digital Para Analógico
ASE	Ruído de Emissão Espontânea Amplificada
ASK	Modulação por Chaveamento de Amplitude
AWGN	Ruído Branco Gaussiano Aditivo
BER	Taxa de Erro de Bit
BPSK	Modulação por Deslocamento de Fase Binária
CCDF	Função de Distribuição Cumulativa Complementar
CD	Dispersão Cromática
CDF	Função de Distribuição Cumulativa
CE	Envoltória Constante
CE-ODFM	Sinal OFDM com Envoltória Constante
CMA	Algoritmo do Módulo Constante
CO-CE-ODFM	Sinal OFDM com Envoltória Constante aplicado a sistemas ópticos com detecção coerente
CO-OFDM	OFDM óptico com detecção coerente
CP	Prefixo Cíclico
DAC	Conversor Analógico Para Digital
dB	Decibel
DC	Componente Contínua
DCD	Detecção Digital Coerente
DCF	Fibra Compensadora de Dispersão
DFT	Transformada Discreta de Fourier

DHT Transformada Discreta de Hartley

DML Laser Diretamente Modulado

DP Modulação QPSK em Dupla Polarização

DPSK Modulação Diferencial por Deslocamento de Fase

DSF Fibras com Dispersão Deslocada

DSP Processamento Digital de Sinal

DVB Sistema Europeu de Difusão de Vídeo

DWDM Multiplexação Densa por Divisão de Comprimento de Onda

EAM Modulador de Eletro-Absorção

EDFA Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Erbó

EVM Vetor de Erro de Magnitude

FDE Equalização no Domínio da Frequência

FDM Multiplexação por Divisão de Frequência

FFT Transformada Rápida de Fourier

FHT Transformada Rápida de Hartley

FI Frequência Intermediária

FWM Mistura de quatro ondas

GaAlAs Gallium-Aluminum-Arsenide

Gb/s Gigabit por segundos

GVD Dispersão de Velocidade de Grupo

I Componente em Fase

ICI Interferência Intercanal

IDFT Transformada Inversa Discreta de Fourier

IDHT Transformada Inversa Discreta de Hartley

IFFT Transformada Inversa Rápida de Fourier

IM-DD Modulação de Intensidade e Detecção Direta

ISI Interferência Intersimbólica

LO Oscilador Local

LTE *Long Term Evolution*

MIMO Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas

MZM Modulador Mach-Zehnder

NRZ Não Retorna a Zero

OBO *output backoff*

OFDM Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais

OFDMA Acesso Múltiplo por Divisão de Frequências Ortogonais

OMI Índice de Modulação Óptica

OOK ON-OFF keying

OPLL Circuito Fechado de Bloqueio de Fase Óptico

OSNR Relação Sinal-Ruído Óptico

PA Amplificador de Potência

PAPR Razão Entre a Potência de Pico e a Potência Média

PMD Dispersão por Modo de Polarização

PSK Modulação por Deslocamento de Fase

PSP) Principais Estados de Polarização

PTS Transmissão de Sequencias Parciais

Q Componente em Quadratura

QAM Modulação de Amplitude em Quadratura

QPSK Modulação por Deslocamento de Fase Quaternária

RF Radiofrequência

RX Receptor

RZ Retorna a Zero

SBS Espalhamentos Estimulados Brillouin

SBTVD Sistema Brasileiro de Televisão Digital

SDOT Redes Ópticas Definidas por Software

SLM Mapeamento Seletivo

SMF Fibra Monomodo

SNR Relação Sinal-Ruído Elétrico

SOP Estado da Polarização

SPM Automodulação de Fase

SQNR Razão Entre o Sinal e o Erro de Quantização

SRS Espalhamentos Estimulados Raman

SSMF Fibra monomodo padrão

TI Injeção de Subportadora

TR Reserva de Subportadora

TX Transmissor

WDM Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda

Wi-Fi Redes Locais Sem Fio

WiMAX Redes Metropolitanas Sem Fio

WLAN Redes Locais sem Fio

XPM modulação cruzada de fase

Lista de Símbolos

α	Atenuação na fibra
α_{dB}	Atenuação na fibra em decibéis.
β	fator de <i>roll-off</i> de um filtro cosseno levantado.
β_0	Constante de propagação em $\omega = \omega_s$.
β_1	Atraso de grupo por unidade de comprimento $\omega = \omega_s$.
β_2	dispersão cromática em $\omega = \omega_s$.
β_3	Inclinação da dispersão cromática em $\omega = \omega_s$.
χ_1	Susceptibilidade linear.
χ_3	Susceptibilidade não linear de terceira ordem.
$\Delta_{\tau PMD}$	Valor médio da diferença de atraso de grupo.
$\Delta V(t)$	Diferença entre as tensões nos dois braços do Modulador de intensidade MZM
Δ_f	Espaçamento entre as frequências ortogonais na modulação OFDM.
ϵ_0	Permissividade do vácuo.
ϵ_{CP}	Redundância introduzida pelo prefixo cíclico.
ϵ_{FEC}	Redundância introduzida pelos códigos corretores de erro.
ϵ_{TS}	Redundância introduzida pela sequência de treinamento.
ϵ_{TS}	Redundância introduzida pela sequência de treinamento.
ϵ_{τ_g}	Redundância devido ao prefixo cíclico.
ϵ_R	Permissividade relativa do meio.
η	Eficiência quântica do fotodiodo.
γ	Coefficiente de propagação não linear na fibra.
λ	Comprimento de onda da portadora óptica.
ω_s	Frequência angular.

τ_{gr}	Atraso de grupo.
τ_{max}	Atraso máximo de um canal.
$\varphi(z, t)$	Fase do sinal óptico.
$\langle \varphi_{NL} \rangle$	Deslocamento médio de fase não linear. da(dependente do tempo e da localização).
$\Phi_D(f_k) =$	Atraso causado pela dispersão cromática.
ϕ_{LO}	Amplitude complexa de $E_{LO}(t)$.
ϕ_s	Amplitude complexa de $E_s(t)$.
$\phi(x)$	fase do sinal $x(t)$
$\psi(t)$	Sinal OFDM óptico com envoltória constante.
$\sigma_{\varphi_{NL}}$	Variância do erro devido ao deslocamento de fase não linear.
σ_{φ_L}	Variância do erro de fase devido ao ruído linear.
τ_g	tempo de guarda mínimo para combater os efeitos da dispersão
ξ	Impedância do espaço livre.
A_{eff}	Área efetiva do núcleo.
$A_X(z, j\Omega)$	transformada de Fourier de $a_x(z, t)$
$A_s(t)$	Amplitude complexa de $E_s(t)$.
A_{LO}	Amplitude complexa de $E_{LO}(t)$.
$a(z, t)$	Amplitude do sinal transmitido na fibra
$\tilde{a}_x(z, t) ^2$	Intensidade de campo dentro do núcleo de fibra.
$a_x(t)$	Envoltória complexa do campo elétrico.
B_{ref}	Largura de banda de referência e o seu valor é de 12,5 GHz em 1550 nm.
B_W	Largura de banda nominal.
c	Velocidade da luz no vácuo.
$c(t)$	sinal OFDM elétrico com envoltória constante.
D	Densidade de fluxo elétrico.

$\mathbf{D}(z, t)$	Densidade de fluxo elétrico em função de tempo e espaço.
D_t	Dispersão total acumulada ao longo de uma transmissão na fibra.
\mathbf{E}	Campo elétrico.
E_{OUT}	Campo elétrico de saída do Modulador MZM em função de E_{IN} .
E_{IN}	Campo elétrico na entrada de um acoplador.
$E_{MZM}(t)$	Campo elétrico na saída do Modulador MZM, na detecção coerente
$E_{s,avg}$	Energia media por símbolo.
$E_s(t)$	Campo elétrico complexo de um sinal óptico.
E_{Sx}	Componente de $E_s(t)$. na polarização x
E_{Sy}	Componente de $E_s(t)$. na polarização y
$E_{LO}(t)$	Campo elétrico complexo de oscilador local.
$\mathcal{E}_s(t)$	Campo elétrico real de $E_s(t)$.
$\mathcal{E}_{LO}(t)$	Campo elétrico real de $E_{LO}(t)$.
f_0	frequência da portadora elétrica;
f_s	Taxa de amostragem;
f_c	frequência da portadora óptica;
\hbar	Constante de Planck dividido por 2π .
$g_{Tx}(t)$	Filtro conformador de pulso no transmissor.
$g_{Rx}(t)$	Filtro conformador de pulso no receptor.
$h(t)$	canal genérico de transmissão
$I(t)$	Corrente elétrica detectado por um fotodetector balanceado.
$I_{IMDD}(t)$	Corrente elétrica detectado por um fotodiodo em sistema IMDD.
$I_X(t)$	Corrente elétrica detectado por um fotodetector balanceado na polarização x.
$I_Y(t)$	Corrente elétrica detectado por um fotodetector balanceado na polarização y.
L	Comprimento da fibra.

l_{eff}	Comprimento efetivo da fibra.
M	Nível de Modulação elétrica nas subportadoras.
m	Número de bits por símbolos.
N_0	Densidade espectral do ruído.
N_{FFT}	Tamanho do bloco FFT/IFFT.
N_{DWM}^2	Número de canais de um sistema WDM.
N_{FWM}^2	Número total de novos produtos de batimento devido ao FWM.
N_g	Intervalo de guarda (medido em amostras).
N_{SPAM}	Número de seguimentos da fibra.
N_s	Quantidade de subportadoras que transportam dados num sistema OFDM.
N_z	Quantidade de subportadoras zerados num sistema OFDM.
$n(t)$	Ruído.
$n_{núcleo}$	índices de refração do núcleo da fibra.
n_{casca}	índices de refração da casca da fibra.
$n_{\parallel/\perp}(t)$	componentes do ruído nas polarizações paralelo e perpendicular.
\mathbf{P}	Polarização elétrica.
\mathbf{P}_L	Parte linear da polarização elétrica.
\mathbf{P}_{NL}	Parte não linear da polarização elétrica.
$\mathbf{P}_{NL}(z, t)$	Parte não linear da polarização elétrica, em função de tempo e espaço
P_s	Potência média do laser.
P_{LO}	Potência média do oscilador local.
P_{sig}	Potência média do sinal de informação.
$P_{s,avg}$	Potência média do sinal óptico.
q	Carga do elétron.
R	Responsividade do fotodetector.

$R_{Nominal}$	Taxa de <i>bits</i> Nominal.
R_b	Taxa de <i>bits</i> .
R_{Net}	Taxa de dados útil.
R_N	Taxa de <i>bits</i> de um subcanal OFDM.
R_{Row}	Taxa de linha.
R_s	Taxa de símbolos.
$r(n)$	Sinal OFDM após a demodulação de fase óptico.
$r(t)$	Sinal OFDM óptico em sistema IM-DD após propagação na fibra (antes de ser detectado).
$r_F(t)$	Sinal elétrico depois da detecção balanceada num sistema CO-OFDM.
$\frac{S}{N}$	Relação entre a potência de sinal e potência do ruído.
S_{eff}	Área efetiva do feixe.
$s(t)$	Sinal OFDM em tempo contínuo, na saída do bloco IFFT.
$s_o(t)$	Sinal OFDM ótico após passar por um modulador de intensidade em sistemas IM-DD.
$\hat{s}(t)$	Sinal recebido, em tempo contínuo, na saída do bloco FFT.
T_g	Duração do tempo de guarda
T_N	Período do subsímbolo OFDM
T_s	Período do símbolo
s_i	Símbolo complexo à saída do mapeador.
$V_1(t)$	tensão no braço 1 do modulador MZM.
$V_2(t)$	tensão no braço 2 do modulador MZM.
V_{bias}	tensão de polarização do modulador MZM.
V_π	Tensão que provoca uma defasagem de π radianos entre os braços do modulador MZM.
$x(t)$	Sinal OFDM genérico.
$x_c(t)$	Sinal OFDM ceifado (<i>clipping</i>)
z	Direção de propagação do pulso na fibra.

Sumário

1 – Introdução	1
1.1 Modulações Uniportadoras	4
1.2 Modulações Multiportadoras	5
1.3 Comparação entre as Modulações em Sistemas Coerentes	7
1.4 Objetivo Geral	11
1.5 Objetivos Específicos	11
1.6 Lista de Publicações	12
1.7 Organização da Tese	12
2 – Efeitos de Propagação na Fibra	15
2.1 Atenuação da Fibra Óptica	16
2.2 Dispersão Cromática - CD	17
2.3 Dispersão Por Modo de Polarização-PMD	20
2.4 Não Linearidades Kerr	21
2.5 Espalhamentos Estimulados Raman e Brillouin	24
2.6 Ruído de Fase não Linear	25
3 – A Modulação OFDM	29
3.1 Breve Histórico	29
3.2 Conceção Básica	30
3.3 Configuração de Sistemas Multiportadoras	32
3.3.1 Modelo de Transmissão	32
3.3.2 Modelo de Recepção	34
3.4 Multiplexação OFDM	36
3.4.1 Transmissor OFDM	37
3.4.2 Receptor OFDM	39
3.4.3 Extensão Cíclica	41
3.5 Desafios da Modulação Multiportadora	44
3.5.1 A Problemática do Alto Valor do PAPR	44
3.5.2 Função Distribuição Cumulativa do PAPR	45
4 – Técnicas de Redução de PAPR	47
4.1 Ceifamento de Pico e Filtragem	47
4.2 Codificação de Bits	49
4.3 Transmissão de sequências Parciais - PTS	49
4.4 Mapeamento Seletivo - SLM	51

4.5	Intercalação de Símbolos	52
4.6	Reserva de Subportadora -TR	52
4.7	Injeção de Subportadora -TI	53
4.8	Extensão da Constelação Ativa -ACE	54
4.9	A Técnica DFT-Spread	56
4.9.1	Princípio de Funcionamento do DFT-Spread	56
4.9.2	Aplicação em Múltiplas Bandas	57
4.9.3	A Técnica FHT-Spread	58
4.10	OFDM com Envoltória Constante - CE-OFDM	59
4.10.1	Envoltória Constante Usando Modulador de Fase Óptico	59
4.10.2	Envoltória Constante Usando Modulador de Fase Elétrico	61
5	– OFDM em Sistemas de Comunicação via Fibra Óptica	63
5.1	Sistemas com Modulação de Intensidade e Detecção Direta	63
5.2	Sistemas Ópticos com Detecção Coerente	66
5.3	História dos Sistemas Ópticos Coerentes	66
5.4	Comunicações Ópticas Coerentes na Era Digital	70
5.4.1	Vantagens da Detecção Digital Coerente	71
5.5	Princípio de Funcionamento da Detecção Coerente	72
5.6	Receptor Coerente com Diversidade de Fase e de Polarização	75
5.7	OFDM Óptico com Detecção Coerente - CO-OFDM	77
5.7.1	Tipos de Conversores Eletro-Óptico e Óptico-Elétrico	78
5.8	Projeto de sistemas CO-OFDM	79
5.8.1	Tamanho do Bloco de FFT/IFFT	79
5.8.2	Sequências de Treinamento	80
5.8.3	Intervalo de Guarda ou Prefixo Cíclico	80
5.8.4	Taxa de Transmissão	81
5.9	Cálculo dos Principais Parâmetros do Sinal OFDM	81
5.10	Tecnologias do Modulador Óptico	83
5.11	Lasers Diretamente Modulados	83
5.12	Moduladores de Eletro-Absorção - EAMs	84
5.13	Modulador Mach-Zehnder -MZM	86
5.13.1	Polarização do Modulador Óptico MZM	88
5.13.2	Índice de modulação óptica - OMI	89
5.13.3	Problema do PAPR em Moduladores MZM	90
6	– Transmissão de Sinais Elétricos com Envoltória Constante em	
	Sistemas CO-OFDM	93
6.1	Metodologia Utilizada nas Simulações	93
6.1.1	Programas e Procedimentos utilizados na Simulação	93

6.1.2	Configuração do Sistema CO-CE-OFDM Proposto	94
6.1.3	Modelo da fibra	95
6.1.4	Modelo do Modulador Mach-Zehnder	95
6.2	Descrição Teórica do Modelo CO-CE-OFDM	97
6.3	Desempenho Teórico do Sistema CO-CE-OFDM	101
6.4	Validação via Simulação do Modelo Teórico	102
6.5	Efeito do Índice de Modulação de Fase no Desempenho	107
7	CO-OFDM × CO-CE-OFDM: Comparação de Desempenhos	111
7.1	Desempenho BER × OSNR dos Sistemas em B2B	111
7.2	Propagação em 1200 km de Fibra SSMF em Regime Linear	114
7.2.1	Efeito da Variação do Índice de Modulação Óptica OMI	114
7.2.2	Desempenho BER × OSNR	115
7.3	Tolerância à Não Linearidades da Fibra	118
8	Conclusões e Trabalhos Futuros	123
	Referências	125
	Apêndices	139
	APÊNDICE A—Cálculo de Expressão de I_{med}	141
	APÊNDICE B—Princípio de Operação do Modulador MZM	143
	APÊNDICE C—EVM	145
	C.1 Definição	145
	C.2 Relações Matemáticas entre SNR, EVM, e BER	146

1 Introdução

O grande aumento de tráfego de dados nas redes ópticas, verificado nos últimos anos, tem impulsionado uma enorme procura por formas mais eficientes de explorar a capacidade oferecida pela fibra óptica. Um dos objetivos mais importantes dos sistemas ópticos mais modernos consiste em maximizar a taxa e a distância de transmissão sem recorrer à regeneração. Dada as restrições de largura de banda impostas pelo amplificador óptico e na potência do sinal transmitido, também é de extrema importância maximizar a eficiência espectral medida em bits/s/Hz, bem como a eficiência em potência, ou seja, busca-se minimizar a relação sinal-ruído SNR (*Signal to Noise Ratio*) por bit.

A maioria dos sistemas ópticos existentes hoje em dia, utilizam modulações binárias como por exemplo OOK (*ON-OFF keying*) ou DPSK (*Differential Phase-Shift keying*), que codificam um bit por símbolo. Dadas as limitações nos filtros para sistemas DWDM (*Dense Wavelength-Division Multiplexing*), essas modulações atingem uma eficiência espectral máxima de 0.8 bits/s/Hz por polarização (Ip et al. 2008). Neste sentido, vários são os avanços tecnológicos recentes que têm contribuído para o aumento da taxa de dados por comprimento de onda. Dentre estes, destacam-se a modulação de alta ordem e técnicas de detecção avançadas. Técnicas de detecção tais como a detecção diferencial, a detecção auto-coerente (*self-coherent detection*) e a detecção coerente têm sido extensivamente estudadas, quer para a fibra funcionando em regime linear, quer para o regime não linear (Kaminow et al. 2010, Savory 2010, Faruk e Savory 2017, Kahn e Ho 2004, Ip et al. 2008).

Fenômenos que degradam a qualidade de transmissão, tais como a dispersão cromática CD (*Chromatic Dispersion*), a dispersão por modo de polarização PMD (*Polarization-Mode Dispersion*) e as não linearidades da fibra também têm merecido bastante atenção por parte dos pesquisadores pois, são fatores limitantes para as redes ópticas de alta velocidade (altas taxas) (Mehedy et al. 2012).

Conforme foi teoricamente demonstrado em (Kahn e Ho 2004), a mais promissora das técnicas de detecção, capaz de aumentar consideravelmente a eficiência espectral e ao mesmo tempo de maximizar a eficiência em potência, é aquela que implementa a detecção coerente com diversidade de fase e de polarização. Os avanços verificados nas áreas de processamento digital de sinal DSP (*Digital Signal Processing*) e da eletrônica fizeram com que surgissem dispositivos com velocidades de processamento compatíveis com as necessidades das redes ópticas e algoritmos de processamento digital de sinais com tempos de resposta suficientes para corrigir alguns efeitos que possam degradar a qualidade do sinal em redes de fibras ópticas (Faruk e Savory 2017).

A combinação da detecção coerente e de técnicas de processamento digital de sinais

é designada na literatura por detecção digital coerente DCD (*Digital Coherent Detection*). DCD permite grande flexibilidade em termos de formatos de modulação, uma vez que a informação pode ser codificada em amplitude, fase ou ainda uma combinação de ambos, explorando a componente em fase (I) e a componente em quadratura (Q). Isto permite implementar uma variedade de modulações espectralmente eficientes, tais como M-PSK (*M-ary phase-shift keying*) ou M-QAM *quadrature- amplitude modulation QAM*. Essa simbiose entre DSP, detecção coerente e modulações espectralmente eficientes, levou ao surgimento de transceptores que agora servem de base para sistemas ópticos a 100 Gb/s para longas distâncias.

Quando a saída do receptor óptico coerente é amostrado a uma taxa igual ou superior à taxa de Nyquist, ou seja, uma taxa de amostragem maior ou igual à duas vezes a taxa de símbolos, o sinal elétrico retém toda a informação do sinal óptico (amplitude, fase, frequência, polarização). O fato das características do sinal óptico ser preservado no domínio elétrico constitui uma vantagem pois, a demodulação pode ser feita completamente no domínio elétrico. Dessa forma, reduz-se a complexidade da estrutura de interferômetros ópticos necessários para converter as informações de fase em informações de amplitude. Outras vantagens associadas ao DCD é permitir que algoritmos adaptativos possam ser utilizados para compensar fenômenos degenerativos (CD e PMD) que acontecem na transmissão e que variam ao longo do tempo, recuperação da fase da portadora óptica e conseqüentemente a sincronização da frequência da portadora, no controle da polarização e permitir que técnicas de codificação e correção de erros avançadas possam ser utilizadas (Seimetz 2009, Kaminow et al. 2010).

Além da amplitude e da fase, a polarização do campo elétrico em uma fibra óptica monomodo padrão SSMF (*Standard Single-Mode Fiber*) também pode ser explorada para transmitir informação. Uma grande quantidade de diferentes formatos de modulação foram propostos no início dos anos de 1990, principalmente em associação com a detecção coerente. No entanto, essas investigações receberam pouca atenção por causa da complexidade eletrônica e da necessidade de dispositivos de alta velocidade de processamento que na época, ainda não estavam disponíveis no mercado. Além disso, o surgimento dos amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*) ofereceu novas perspectivas para os sistemas com a modulação de intensidade e detecção direta IM-DD (*Intensity-Modulation and Direct-Detection*), dando-lhe um potencial suficiente para aumentar a capacidade sem recorrer a modulações de alta ordem. Além disso, sistemas de multiplexação por divisão de comprimento de onda WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), que permitem que diversos canais sejam transmitidos simultaneamente em uma única fibra, beneficiaram-se da vasta largura de banda oferecida pelos EDFAs pois, um único EDFA é capaz de amplificar vários canais em simultâneo (Seimetz 2009, Winzer e Essiambre 2006).

Durante os anos de 1990 o produto capacidade×distância também foi melhorando devido a outras tecnologias importantes tais como compensação óptica da dispersão, amplificação Raman, códigos corretores de erros e compensação eletrônica de CD e PMD. Assim, a investigação de formatos de modulação de alta ordem permaneceu essencialmente restrita à descrição de algumas estruturas de transmissão e de recepção (Seimetz 2009). A Figura 1 mostra como o produto capacidade×distância/custo evoluiu com essas tecnologias.

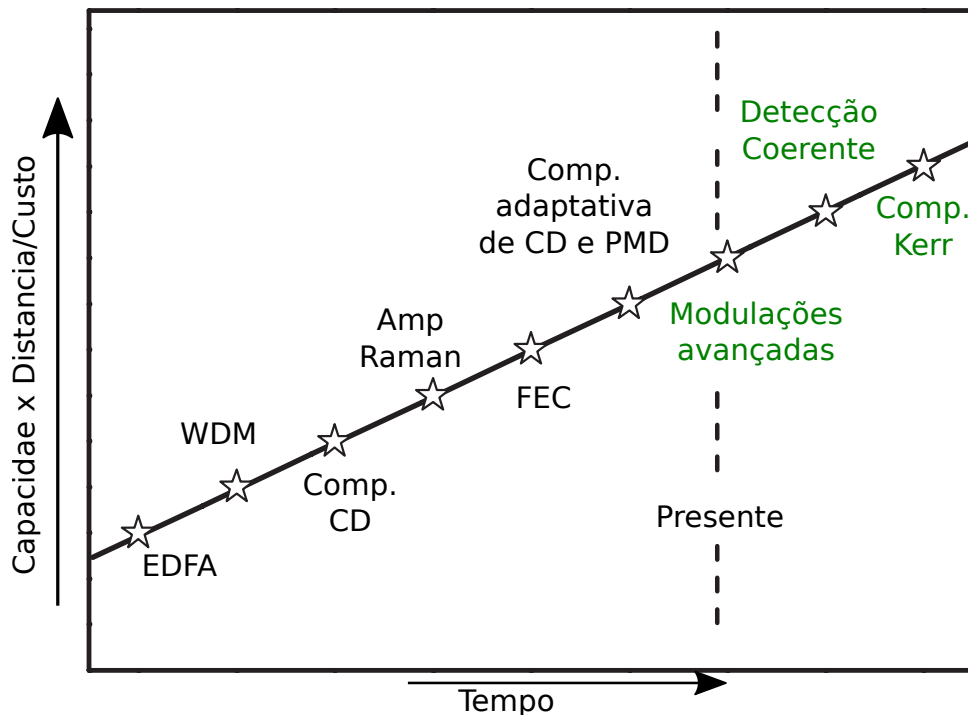


Figura 1 – Várias tecnologias que contribuíram para a melhoria da capacidade por distância em redes ópticas. Fonte:(Seimetz 2009)

No final dos anos 1990, com os sistemas ópticos IM-DD a operarem próximos da sua capacidade máxima, começou a crescer o interesse em novos formatos de modulação óptica. Inicialmente, houve interesse em obter maior robustez contra efeitos de propagação da fibra(CD, PMD e efeitos não lineares) e estender a distância de transmissão, ao invés de uma busca pelo aumento da eficiência espectral. Foi demonstrado em (Rohde et al. 2000) que o formato de modulação DBPSK (*Differential Binary Phase-Shift Keying*) apresenta grande robustez contra efeitos não lineares e que poderia ser implementado utilizando detecção direta sem aumentar a complexidade da mesma. Além disso, a influência da forma de pulsos ópticos foi examinada e foi demonstrado que pulsos RZ (*Return-to-Zero*) apresentam propriedades de transmissão diferentes dos pulsos NRZ (*Nonreturn-to-Zero*). Formatos de pulso RZ normalmente requerem uma estrutura do receptor mais complexa, mas geralmente apresentam maior robustez contra a interferência intersimbólica ISI (*Intersymbol Interference*) causado pelos componentes opto-eletrônicos, e também tendem a ser mais robustos contra a PMD e várias distorções não lineares da fibra (Winzer e Essiambre 2006).

Nos últimos anos, a investigação sobre novos formatos de modulações ópticas de alta ordem começou a desempenhar um papel importante em vários projetos de pesquisa. Admitindo que cada símbolo é composto por m bits, a taxa de símbolos é reduzido de m em comparação com a taxa de bits e por conseguinte, maior eficiência espectral é obtida, devido à redução do espectro ocupado. Por um lado, modulações de alta ordem permitem aumentar a taxa de dados usando dispositivos eletrônicos de menor velocidade atualmente existentes. A transmissão com taxas de símbolos mais baixas permite espaçamentos de canal menores, o que faz aumentar a tolerância contra fenômenos depreciativos da qualidade do sinal, tais como a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização. Por outro lado, esses benefícios são acompanhados por uma redução da tolerância ao ruído causado pela automodulação de fase SPM (*Self-Phase Modulation*) e uma maior complexidade dos componentes ópticos.

1.1 Modulações Uniportadoras

Geralmente, as técnicas de modulação podem ser classificadas em duas categorias. A primeira é a modulação de portadora única em que os dados são transportados em uma única portadora principal. Este é o formato de modulação que tem sido o mais usado em comunicações ópticas há mais de três décadas. Modulações de portadora única têm tido de fato uma rápida evolução nos últimos anos e muitas variantes para além do formato NRZ têm sido explorados de forma ativa, incluindo a RZ, o duobinário diferencial PSK e o PSK quaternário QPSK (*Quaternary Phase-Shift Keying*) (Shieh e Djordjevic 2009). A mais simples das modulações ópticas multinível de portadora única é a M-ASK (*Amplitude Shift Keying*) onde a informação é codificada em vários níveis de intensidade. Segundo (Seimetz 2009), a M-ASK requer alta relação sinal-ruído óptico OSNR (*Optical Signal-to-Noise Ratio*) para a detecção direta, especialmente em ligações ópticas amplificadas devido à dependência da intensidade do sinal com o ruído de emissão espontânea ASE (*Amplified Spontaneous Emission*). Assim, a utilização de formatos M-ASK deve ser considerada para aplicações de curto alcance. A modulação diferencial QPSK (DQPSK) foi o primeiro formato de modulação de fase multi-nível óptico cujas características de transmissão foram intensamente examinadas (Wree et al. 2003, Rosenkranz 2005). Uma vez que apresenta um bom desempenho de transmissão e o dobro da eficiência espectral quando comparado ao DBPSK, é considerado como um candidato promissor para redes futuras apesar do maior esforço necessário para a implementação prática do transponder. Muitos dos registros de transmissão DWDM (*Dense WDM*) de longa distância recentemente propostas baseiam-se em sistemas com modulação RZ-DQPSK (Seimetz 2009). Uma análise teórica da modulação 8-DPSK foi descrita em (Ohm 2004) e em (Yoon et al. 2005) para sistemas com detecção direta e demonstrada experimentalmente em (Serbay et al. 2005). Para o caso da detecção coerente, 8-PSK foi experimentalmente relatado em (Tsukamoto et al. 2006, Yu et al. 2008,

Zhou et al. 2008).

Através da combinação de modulação de intensidade e de fase, a distância Euclidiana entre os símbolos pode ser aumentado. Os símbolos podem ser dispostos em círculos diferentes ou podem ser posicionados em um quadrado, conforme diversos trabalhos teóricos e experimentos que relataram a transmissão com modulação 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) (Secondini et al. 2009, Ohm e Speidel 2005), (Sekine et al. 2004).

1.2 Modulações Multiportadoras

A segunda categoria de técnica de modulação é a transmissão multiportadora, onde os dados são transportados através de várias subportadoras espaçadas entre si. Dentre as técnicas de modulação multiportadoras, uma que tem atraído bastante atenção por parte da comunidade de pesquisadores na área de fibra óptica é a multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*). OFDM tornou-se padrão de modulação para vários sistemas de comunicação sem fio tais como sistema europeu de difusão de vídeo (DVB), sistema brasileiro de televisão digital (SBTVD), redes locais sem fio (Wi-Fi; IEEE 802.11a/g/b/n), redes metropolitanas sem fio (WiMAX; 802.16e) e LTE (*long-term evolution*). Esta técnica, é caracterizada pela alta eficiência espectral, eficácia no combate à interferência intersimbólica ISI (*Intersymbol Interference*) em ambientes com propagação multipercurso e facilidade de adaptação às variações na taxa de transmissão e no tipo de aplicação. Devido a essas características, OFDM tornou-se uma tecnologia atraente para sistemas ópticos. O primeiro relato do uso da modulação OFDM em redes ópticas, proposta por (Pan e Green 1996), data de 1996, mas na época não houve muito interesse por parte da comunidade acadêmica e científica devido à falta de circuitos integrados apropriados para a sua implementação (Shieh e Djordjevic 2009). Com os avanços verificados nas técnicas de processamento digital de sinais e surgimento de dispositivos eletrônicos sofisticados, aumentou o interesse dos pesquisadores na aplicação da técnica OFDM em redes ópticas. Esse aumento de interesse visa tirar partido das vantagens oferecidas pela modulação OFDM, nomeadamente, compensação eletrônica da dispersão cromática(CD), simplicidade de equalização e da facilidade de adaptação a diversos tipos de aplicações ópticas (Armstrong 2009).

Apesar de apresentar muitas vantagens, OFDM também possui algumas desvantagens, onde as duas mais importante são a razão entre a potência de pico e a potência média PAPR (*peak-to-average power ratio*) e a sensibilidade ao ruído de fase (Lowery et al. 2006, Armstrong 2009). Sendo um sinal OFDM resultante da soma de várias senoides complexas, onde cada senoide possui amplitude e fase diferentes, a potência média pode resultar em um valor muito baixo devido à interferência destrutiva entre as senoides e, conseqüentemente, um alto valor da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR). Alto valor de

PAPR causa não linearidades tais como: diminuição da razão entre o sinal e o erro de quantização SQNR (*signal-to-quantization noise ratio*) nos conversores digitais para analógico DAC (*Digital-to-Analog converter*) e redução da eficiência do amplificador de potência no transmissor elétrico. Para evitar que tais não linearidades ocorram, os dispositivos no transmissor devem possuir uma larga faixa dinâmica¹. Larga faixa dinâmica, normalmente, resulta no aumento do preço dos dispositivos e maior consumo de energia, o que torna um problema para equipamentos alimentados com baterias (Thompson et al. 2008, Silva 2011). Decorrente dessas não linearidades, surgem produtos de intermodulação que degradam a qualidade do sinal recebido e que, dependendo da sua intensidade, podem causar alargamento espectral para fora da banda do sinal e também, dentro da própria banda de transmissão (Armstrong 2009).

Para além dos dispositivos elétricos, os dispositivos ópticos também são sensíveis ao PAPR, em especial, o modulador Mach-Zehnder MZM (*Mach-Zehnder Modulator*), um dispositivo não linear por natureza, cuja função de transferência da conversão do sinal do domínio elétrico para o domínio óptico é senoidal e por isso restringe o sinal modulante a excursionar em uma faixa dinâmica muito estreita (a região linear da função de transferência), mesmo quando polarizado na região de máxima linearidade. Sinais OFDM com alto PAPR, ao se propagar na fibra óptica geram distorções. adicionalmente, devido à saturação do modulador MZM, as amplitudes que ultrapassem um certo limiar são ceifados (*clipping*) levando a ocorrência de vazamento espectral e conseqüentemente ocorrência da ISI (Chanda et al. 2004).

Reduzir PAPR com vista a melhorar a aplicabilidade de sinais OFDM tem sido uma área de pesquisa ativa e tem atraído bastantes pesquisadores. Muitas tem sido as técnicas propostas para diminuir o valor do PAPR. Ceifamento ou *clipping* e filtragem, entrelaçamento de portadoras e pré-distorção são algumas das mais variadas técnicas de redução da PAPR encontradas na literatura, ilustrando assim o relevante interesse que as comunidades acadêmica e industrial têm reservado para este assunto (Guel e Palicot 2009, Liu et al. 2007, Goebel et al. 2009, Chacko e Jeevitha 2014, Nunes et al. 2015, Nunes et al. 2015, Han e Lee 2005, Nunes et al. 2014, Wang et al. 2016, Yi et al. 2008). Dentre essas técnicas, o ceifamento de pico é a mais empregada pela sua simplicidade de implementação, reduzida complexidade computacional quando comparada com as demais.

O interesse na aplicação da modulação OFDM para sistemas ópticos com detecção coerente e de longas distâncias aumentou consideravelmente após a proposta em que a mesma é usada como uma forma eficaz de combater a dispersão cromática para distâncias de até 3000 km de fibra SSMF (Shieh e Athaudage 2006).

¹ Normalmente expresso em decibéis (dB) e é definida como a razão do máximo sinal de saída e o erro total na saída.

1.3 Comparação entre as Modulações em Sistemas Coerentes

Devido ao fato de tanto modulações uniportadoras como as multiportadoras serem soluções bastante atrativas para as tecnologias de transporte a taxas iguais ou superiores a 100 Gb/s, existe uma grande discussão por parte da comunidade científico-acadêmica visando definir qual das tecnologias é superior. Este debate baseia-se fundamentalmente em dois critérios. O primeiro, diz respeito à complexidade da estrutura do transmissor utilizado para cada opção. A [Figura 2](#) mostra as estruturas dos transmissores ópticos para sistemas uniportadoras e multiportadoras. As [Figuras 2 \(a\) e 2 \(b\)](#) mostram, respectivamente, a estrutura do modulador óptico necessário para gerar sinais ópticos de portadora única para as modulações QPSK e 16-QAM. A [Figura 2 \(c\)](#) ilustra a estrutura mais comum de um transmissor OFDM em sistemas ópticos com detecção coerente CO-OFDM (*Coherent Optical OFDM*) convencional. Sistemas uniportadoras usam uma arquitetura dita “convencional” para QPSK, em que modulação de nível digital é alimentada diretamente nas entradas de sinal RF do modulador óptico. Em contraste, a CO-OFDM requer uma modificação do sistema de portadora única em que são necessários os módulos DSP e DAC.

O segundo critério analisado na comparação diz respeito ao domínio em que a informação é codificada. Nas modulações uniportadoras a informação é codificada no domínio do tempo enquanto que nas modulações multiportadoras a informação é codificada no domínio da frequência ([Shieh e Djordjevic 2009](#)). Baseado nisso é feita uma comparação que leva em conta as características a seguir itemizadas.

1. **Facilidade de uso de técnicas de processamento digital de sinal.** A utilização de técnicas de processamento digital de sinais é uma característica inata dos sistemas CO-OFDM. Isto permite que transmissores ópticos definidos via *software* SDOT (*Software-Defined Optical Transmission*) possam ser utilizados, trazendo benefícios tais como a configuração dinâmica e sem a intervenção humana da camada física, a atribuição de uma taxa de linha ótima a um determinado enlace, a descrição com precisão dos parâmetros importantes do canal (OSNR, CD, PMD, entre outros), podendo assim identificar anomalias ou prever o falhas antes que elas ocorram. Duas das funcionalidades mais importantes do DSP em sistemas ópticos com detecção coerente são estimação do canal e a estimação da fase da portadora. Em sistemas CO-OFDM, a utilização de subportadoras pilotos (símbolos conhecidos pelo receptor) torna a estimação do canal e a estimação de fase relativamente simples². Em sistemas de portadora única com detecção coerente esta estimação é feita recorrendo-se a algoritmos “cegos” como por exemplo o CMA (*Constant-Modulus Algorithm*) ou

² Uma vez que o receptor conhece a localização, a amplitude e a fase de alguns símbolos transmitidos, designados de portadoras pilotos, uma simples comparação destes com os símbolos recebidos nas posições homólogas, permite estimar de forma rápida a resposta do canal.

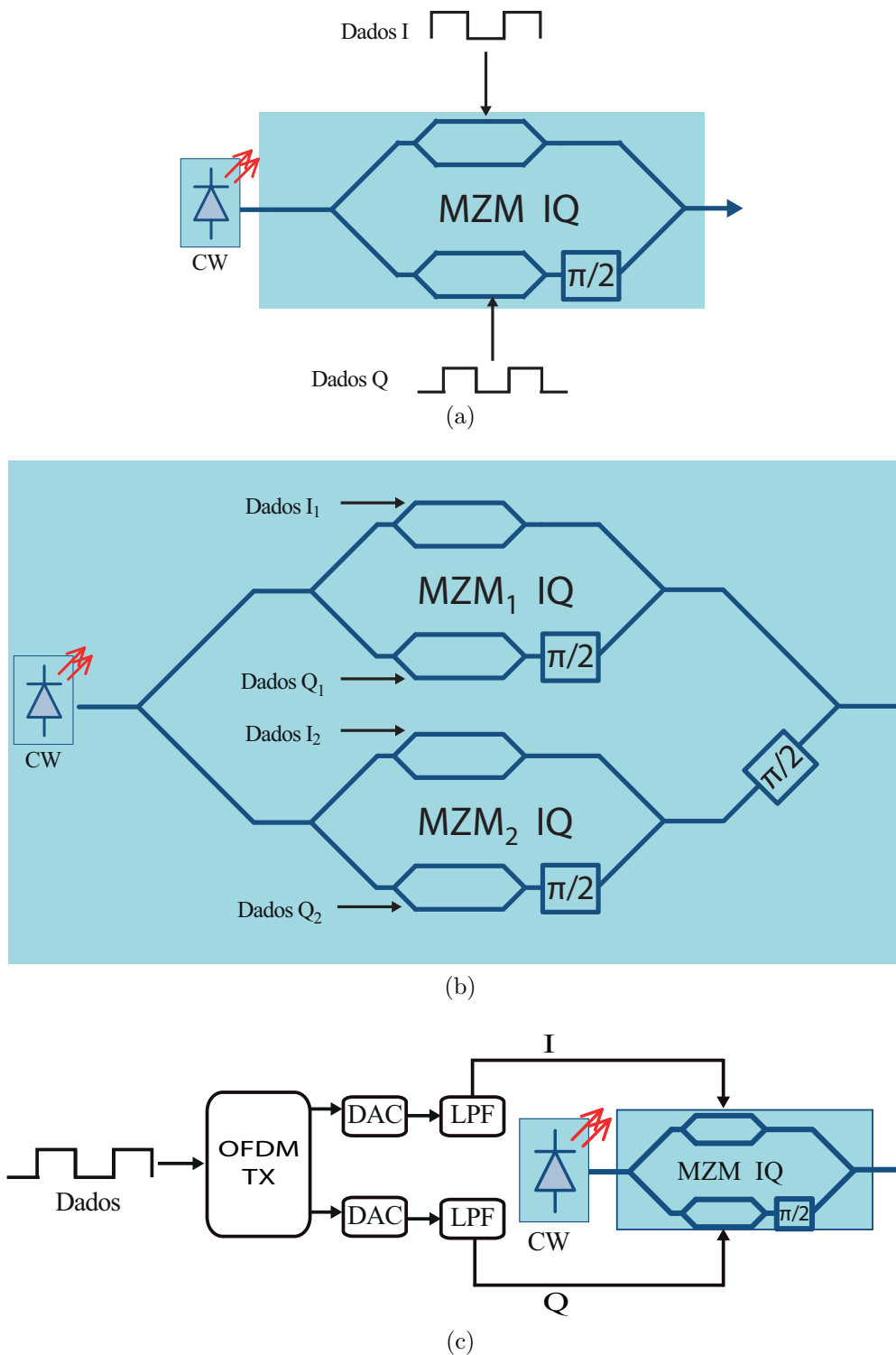


Figura 2 – Arquitetura de transmissores ópticos. (a) Sistema uniportadora QPSK; (b) sistema uniportadora 16-QAM; (c) Sistema CO-OFDM.

CW: Laser contínuo; DAC: Conversor analógico para digital; I: Componente em fase do sinal; MZM: Modulador Mach-Zehnder; OFDM TX : Transmissor OFDM; Q: Componente em quadratura de fase do sinal;

decision feedback, os quais são propensos a erros de propagação. A estimação de fase normalmente utiliza o algoritmo de Viterbi, cuja eficiência é maior para modulações de fase do tipo PSK. Além disso, a codificação de fase diferencial deve ser empregada para resolver a ambiguidade de fase, que por sua vez degrada a taxa de erro de bit por um fator 2 (Ly-Gagnon et al. 2006).

2. **Modulações avançadas.** O transmissor CO-OFDM mostrado na Figura 2.(c) apresenta maior complexidade quando comparado com o transmissor de sistemas com portadora única da Figura 2.(a). Esta complexidade só é menor a partir do momento que o número de bits por símbolo torna-se superior a 2 para as modulações 8-PSK ou 16-QAM por exemplo. O sistema CO-OFDM é facilmente escalável para níveis de modulações por subportadoras superiores sem a necessidade de alteração dos componentes ópticos, precisando apenas reconfigurar os módulos DAC e DSP. Em contraste, para sistemas de portadora única, mudar para níveis de modulações mais elevados requer uma estrutura de modulador óptico mais complexa (vide Figura 2 (b)), o que inevitavelmente acarreta em maiores custos.
3. **Balanceamento de bit e de potência.** Uma das principais vantagens da CO-OFDM é a capacidade de manipular a informação no domínio da frequência. Isto envolve a atribuição eficiente de bits, dependendo das condições do sub-canal e gestão da potência ao longo de um trecho recorrendo-se ao algoritmo “*water-filling*”. Uma vez que a condição de canal de cada subportadora é conhecida, o desempenho do sistema pode ser melhorado através da manipulação adequada de cada subportadora. Um dos modos mais simples e eficaz, chamado balanceamento de bits, é feito alocando otimamente diferentes esquemas de modulação em todas as subportadoras. Em particular, a relação sinal-ruído (SNR) de cada subportadora pode ser monitorizada e às subportadoras com elevado valor de SNR serão atribuídos esquemas de modulação com maior número de bits. Como resultado, a taxa de dados global é maximizada. Outro método comumente usado é o balanceamento de potência. Nesse esquema, diferentes tons de frequência são ajustados com potências diferentes. Ao fazê-lo, o desempenho do sistema, como por exemplo, a taxa de erro de bits (BER), pode ser melhorado (Yang et al. 2008). Esta vantagem é normalmente enfatizada nas comunicações sem fio em que o canal pode sofrer desvanecimento profundo, ou uma parte da resposta em frequência do canal pode ser completamente atenuada devido ao multipercurso severo. Os benefícios da taxa da modulação adaptativa é a redução do custo do transponder pois um único transponder pode ser usado para várias taxas de dados, aproveitando da melhor forma as condições do canal e oferecendo taxas de transferência mais elevadas quando a margem³ do sistema é elevada.

³ Sistemas de transmissão óptica requerem uma gama definida de potência de entrada do receptor óptico para uma operação adequada. Na prática, a potência recebida deve ser superior ao nível mínimo e inferior ao nível máximo. A diferença entre estes níveis de potência é a margem óptica.

4. **Estreitamento espectral.** Devido ao formato do espectro de seus sinais, sistemas CO-OFDM são mais tolerantes ao estreitamento espectral dos filtros. Enquanto a largura de banda do filtro permanecer maior do que a do seu espectro, o sinal OFDM praticamente não sofre penalidades. Ainda que as subportadoras de borda sofram atenuação devido ao estreitamento do filtro, algoritmos de balanceamento de bit e de potência (*bit and power loading*) podem ser utilizados para atenuar tal efeito (Yang et al. 2008). Já em sistemas de portadora única, devido à dificuldade de tratamento do *jitter* em altas taxas, é necessário manter uma banda adicional para que o sincronismo possa ser feito com precisão.
5. **Escalabilidade da largura de banda.** O espectro do sinal OFDM é inerentemente mais estreito do que o de um sinal uniportadora, e o fato do sinal CO-OFDM ser “gerado” no domínio da frequência, oferece a possibilidade de um espectro largo ser subdividido em múltiplas sub-bandas, sendo cada uma processada independentemente. Adicionalmente, mantendo a ortogonalidade entre as sub-bandas adjacentes, elimina-se a necessidade de banda de guarda, ou seja, não há penalidade adicional na eficiência espectral. Além disso, com a subdivisão em sub-bandas, o transceptor OFDM deixa de estar limitado pelas restrições de largura de banda impostas pelo DAC. Por sua vez, sistemas uniportadoras codificam a informação usando todo o espectro, tornando-se assim impossível a sub-divisão. De acordo com (Shieh e Djordjevic 2009), é previsível que os sistemas coerentes de portadora única que dependem exclusivamente da codificação de informação no domínio do tempo atinja a barreira da velocidade eletrônica impostas pelo DSP, muito antes do que os sistemas CO-OFDM.
6. **Monitoramento de desempenho e concepção de redes com múltiplo acesso.** Ter um bloco DSP no transmissor CO-OFDM é uma grande vantagem já que provê capacidade e flexibilidade para alocar um certo número de subportadoras para estimativa de canal e monitoramento de desempenho. Isso viabiliza o monitoramento do desempenho apenas processando uma pequena parte do espectro. Adicionalmente, a divisão em sub-bandas permite alocação de largura de banda dinâmica em redes de múltiplo acesso usando a tecnologia OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). Todas estas tarefas são difíceis de conseguir em sistemas de portadora única.
7. **Taxa de amostragem.** Para evitar imprecisão na detecção de fase o teorema de amostragem deve ser respeitado em sistemas uniportadoras. Na técnica multiportadora a superamostragem pode ser feita simplesmente não preenchendo com dados ou zerando as subportadoras de borda. Dessa forma, evita-se a ocorrência do *aliasing* devido ao DAC do transmissor. Segundo (Shieh e Djordjevic 2009, Jansen et al. 2009), esse fator de superamostragem situa-se entre 6 e 20 % da banda ocupada pelo sinal CO-OFDM.

8. **Tolerância à imperfeição dos componentes:** Prevê-se que os componentes do transmissor incluindo o amplificador RF, o DAC, e o modulador óptico, podem apresentar imperfeições quando operam em altas taxas (100 Gb/s ou acima). Estas imperfeições, quando de natureza linear, podem ser em grande parte estimadas e compensadas em sistemas CO-OFDM recorrendo-se ao processamento digital de sinal tanto no transmissor quanto no receptor. Em sistemas de portadora única as imperfeições são mais difíceis de estimar e mitigar.

Com base nas comparações anteriores pode-se concluir que sistemas CO-OFDM são fundamentais, especialmente para as transmissões do futuro que incluem escalabilidade para a taxas de transferências cada vez maiores, bem como adaptabilidade do transponder.

No entanto, sistemas CO-OFDM inevitavelmente herdam os dois dos principais problemas intrínsecos da modulação OFDM. A sensibilidade ao ruído de fase e frequência e principalmente altos valores de PAPR que tornam os sistemas CO-OFDM mais susceptíveis a não linearidades oriundas do modulador Mach-Zehnder e da própria fibra óptica (efeito Kerr).

1.4 Objetivo Geral

O objetivo geral desta tese de Doutorado consiste na concepção de um sistema de comunicação óptica baseado na transmissão de sinais multiportadoras OFDM com envoltória constante em sistemas ópticos de detecção coerente em longas distâncias e altas taxas de transmissão. Ao reduzir o parâmetro PAPR para apenas 3 dB, este sistema tem como principal finalidade minimizar os efeitos das não linearidades oriundas do aumento do índice de modulação óptica OMI (*Optical Modulation Index*) de sinais modulantes e da potência óptica do sinal da entrada da fibra, acréscimos estes importantes para elevar o alcance dos enlaces ópticos a que este tipo de sistema se apresenta.

1.5 Objetivos Específicos

Portanto, para o alcance da referida finalidade, os objetivos listados a seguir deverão ser atendidos.

- Determinar uma ampla faixa de variação do índice de modulação óptica do sinal modulante que permite minimizar o efeitos do modulador óptico Mach-Zehnder no desempenho do sistema proposto, aproveitando-se do fato do sinal transmitido apresentar envoltória constante.
- Desenvolver um modelo analítico que permite avaliar de forma rápida o desempenho

do sistema proposto mediante variação de importantes parâmetros tais como o índice de modulação de fase elétrica, o próprio OMI e a relação sinal-ruído óptica.

- Aumentar a tolerância ao efeito Kerr inserido pela fibra quando a potência do sinal transmitido é elevada, aproveitando-se assim do baixo valor de PAPR concebido.

1.6 Lista de Publicações

- Vinicius O. C. Dias, Esequiel da V. Pereira, Helder R. O. Rocha, Marcelo E. V. Segatto, Jair A. L. Silva. “Performance Evaluation of CO-OFDM Systems based on Electrical Constant-Envelope Signals”, Aceito para publicação no *Optical Fiber Technology - ELSEVIER*, 2017.
- Vinicius O. C. Dias, Esequiel da V. Pereira, Marcelo E. V. Segatto e Jair A. Lima Silva. “Comparando Eficientes Técnicas de Redução de PAPR para Combate aos Efeitos Não-Lineares de Mach-Zehnders em Sistemas Ópticos CO-OFDM”, *Simpósio Brasileiro Micro-ondas e Optoeletrônica*, 2016.
- Roziane S. Guimaraes, Davi Torobay, Esequiel da V. Pereira, Marcelo E. V. Segatto e Jair A. Lima Silva. “Avaliação de Desempenho de Sistemas DMT para Comunicação via Luz Visível”, *Simpósio Brasileiro Micro-ondas e Optoeletrônica*, 2016.
- E. V. Pereira, H. R. d. O. Rocha, R. B. Nunes, M. E. V. Segatto, J. A. L. Silva. “Impact of Optical Power in the Guard-Band Reduction of an Optimized DDO-OFDM System”, *Journal of Lightwave Technology*, 2015.
- E. V. Pereira, H. R. O. Rocha, R. B. Nunes, M. E. V. Segatto, J. A. L. Silva. “Reducing the guard-band of a DDO-OFDM system by Multi-objective optimization”, SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2015.
- DALARMELINA, C. A., PEREIRA E. V., ROCHA H. R. O., SEGATTO M. E. V., Silva, Jair A. L. ; “Experimental Performance Analysis of LTE-A Downlink Inband Carrier Aggregation in a ROF systems”. In: IEEE Wireless Telecommunications Symposium (WTS), 2015, Nova York. Proceedings of IEEE Wireless Telecommunications Symposium, 2015.

1.7 Organização da Tese

Esta tese encontra-se organizado da seguinte forma. No [Capítulo 2](#) é apresentado uma revisão sobre os principais problemas que afetam a comunicação via fibra óptica.

Os conceitos básicos sobre a modulação multiportadora OFDM são apresentados no [Capítulo 3](#), sendo que as principais técnicas de redução de PAPR de sinais OFDM são brevemente descritas no [Capítulo 4](#). O [Capítulo 5](#) apresenta o princípio de funcionamento da detecção coerente, a análise das estruturas dos transmissores e receptores coerentes, a arquitetura dos sistemas ópticos com detecção coerente e o projeto de sistemas CO-OFDM. Uma análise teórica do modelo CO-CE-OFDM proposto é cuidadosamente realizada no [Capítulo 6](#), culminando na dedução e validação de uma expressão analítica que representa seu desempenho em termos de taxa de erro de bit com a variação da relação sinal-ruído óptica. Uma análise comparativa dos desempenhos do sistema proposto e de um sistema CO-OFDM convencional é realizada no [Capítulo 7](#). As conclusões pertinentes e sugestões de trabalhos futuros são delineados no [Capítulo 8](#).

2 Efeitos de Propagação na Fibra

Ao se propagar na fibra, um sinal óptico sofre distorções lineares e não lineares. Este capítulo fornece uma breve descrição dos efeitos mais importantes que ocorrem na fibra, tais como, atenuação, dispersão cromática, dispersão por modo de polarização, efeito Kerr, espalhamentos não linear e ruído de fase não linear responsáveis pela degradação do sinal,

Desprezando a fase inicial, o ruído de fase e considerando que o sinal se propaga na direção da componente espacial z , o campo elétrico de um sinal que se propaga na fibra pode ser escrito como:

$$E_s(z, t) = a_x(z, t)e^{(-j\beta_0 z + j\omega_s t)} \quad (1)$$

onde $a_x(z, t) = \sqrt{P_s} \cdot a(z, t)e^{j\varphi(z, t)}$, representa a envoltória complexa do campo elétrico cuja constante de propagação é β_0 , $a(z, t)$ é a amplitude do sinal, ω_s representa a frequência angular, P_s representa a potência média do laser e $\varphi(z, t)$ representa a fase do sinal modulado.

A evolução de $a_x(z, t)$ ao longo da fibra é descrito pela equação não linear generalizada de Schrödinger (Seimetz 2009, Agrawal 2011), que é dado por:

$$\frac{\partial a_x(z, t')}{\partial z} = \underbrace{\frac{-\alpha}{2} a_x(z, t')}_{\text{atenuação}} + \underbrace{j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a_x(z, t')}{\partial t'^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 a_x(z, t')}{\partial t'^3}}_{\text{dispersão cromática}} + \underbrace{j\gamma |a_x(z, t')|^2 a_x(z, t')}_{\text{efeito Kerr}} \quad (2)$$

onde $t' = t - \tau_{gr} \cdot z$, onde τ_{gr} representa o atraso de grupo acumulado

O modelo descrito pela [Equação 2](#) leva em conta a atenuação, representado pelo parâmetro α , o efeito da dispersão cromática, caracterizado pelos parâmetros β_2 e β_3 , bem como bem como as não linearidades da fibra causadas pela dependência da intensidade com o índice de refração (efeito Kerr), cuja magnitude é definido pelo coeficiente de propagação não linear γ . A [Equação 2](#) pode ser resolvida numericamente, aplicado o algoritmo *split-step Fourier*. Com este método, a fibra é subdividida em vários segmentos de comprimento Δz . Uma vez conhecido a envoltória complexa $a_x(z, t')$ no ponto z , é possível determinar $x(z + \Delta z, t')$ no ponto $z + \Delta z$. As partes lineares e não lineares da [Equação 2](#) são tratadas separadamente. Enquanto as não linearidades relacionadas ao efeito Kerr são tratados no domínio do tempo, a atenuação e a dispersão cromática são tratados no domínio da frequência, recorrendo à técnica de transformada rápida de Fourier. O tempo computacional necessário para resolver esta equação varia de acordo com o nível de potência do sinal de entrada e pode ser muito longo para níveis de potência elevadas.

2.1 Atenuação da Fibra Óptica

Desprezando a dispersão cromática e o efeito Kerr na [Equação 2](#), a envoltória complexa do campo elétrico na saída de uma fibra de comprimento L é dado por:

$$a_x(z = L, t') = a_x(z = 0, t')e^{-\frac{\alpha}{2} \cdot L} \quad (3)$$

onde $x(z = 0, t')$ representa a envoltória complexa do campo elétrico na entrada da fibra. Em termos de potência óptica, a seguinte relação também é válida:

$$P(z = L, t') = a_x(z = L, t') \cdot a_x(z = L, t')^* = P(z = 0, t')e^{-\alpha \cdot L} \quad (4)$$

A atenuação é normalmente expressa em dB/km , usando a seguinte relação:

$$\alpha_{dB} = \frac{10}{L} \cdot \log_{10} \left[\frac{P(z = 0, t')}{P(z = L, t')} \right] \quad (5)$$

Conforme ilustrado na [Figura 3](#), o valor da atenuação da fibra varia com o comprimento de onda do sinal. Também é possível observar que o valor da atenuação é mínima (aproximadamente $0,2 \text{ dB}/km$) para valores de comprimento de onda em torno de $1,55 \mu m$.

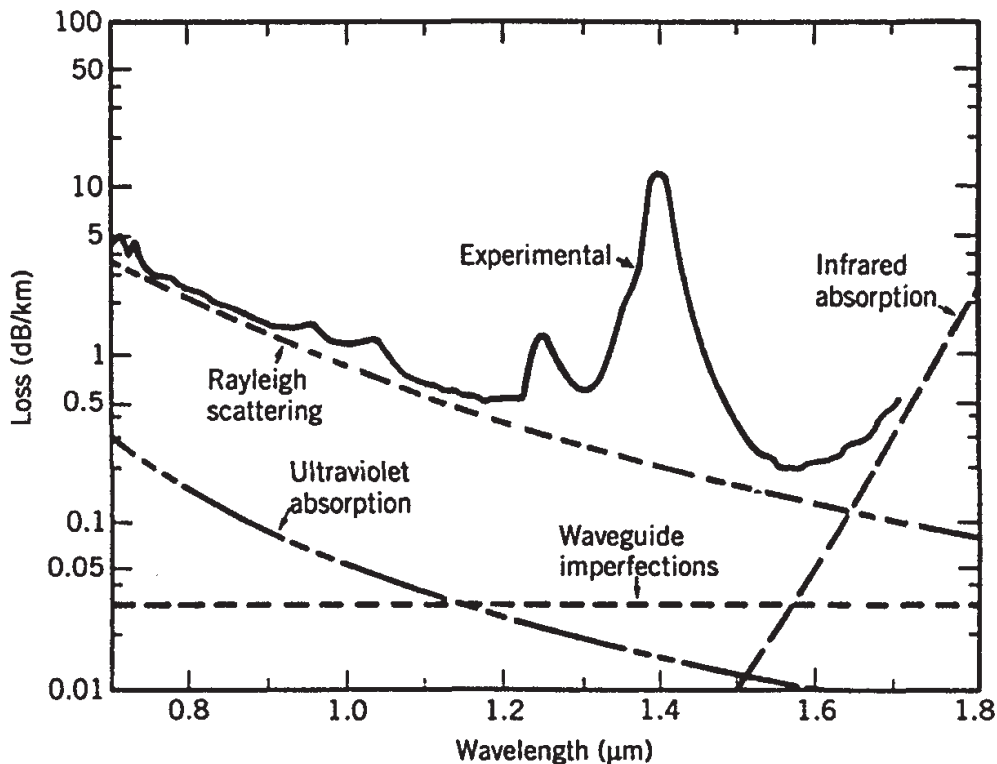


Figura 3 – Variação da atenuação na fibra com o comprimento de onda. Fonte: ([Agrawal 2011](#))

As duas principais causas da atenuação na fibra são a absorção e o espalhamento Rayleigh. Ao observar a faixa de comprimento de onda entre 800 nm e os 1600 nm usado

pelos sistemas de comunicação óptica, o espalhamento Rayleigh, causada pela estrutura molecular desordenada do vidro e as flutuações aleatórias resultantes do índice de refração constitui o fator de perda dominante na faixa de baixo comprimento de onda. Por outro lado, a absorção molecular do infravermelho limita a janela de comprimento de onda utilizável a comprimentos de onda menores que 1600nm, conforme ilustrado na [Figura 3](#). Além da perda insignificante de guias de onda de sílica pura, outros fatores de perda são a absorção ultravioleta (causada por elevação de elétrons a níveis de energia mais elevados) e a absorção devido a impurezas materiais.

Apesar de todos estes efeitos, pode-se obter uma atenuação mínima de $\alpha_{dB} \approx 0,2dB/km$ para fibras de sílica para $\lambda = 1550 \text{ nm}$ quando se empregam processos de fabricação apropriados. Apesar da atenuação ser dependente do comprimento de onda, pode-se assumir que α_{dB} é constante dentro da largura de banda de modulação de um canal único para taxas de dados atuais tais como 40 Gbit/s . A dependência exata do comprimento de onda de α_{dB} pode ser encontrada, por exemplo em ([Seimetz 2009](#)),

A atenuação em redes fibra óptica pode ser compensada utilizando amplificadores ópticos, como por exemplo, EDFAs. Sendo os EDFAs dispositivos de banda larga, em sistemas WDM por exemplo, muitos canais podem ser amplificados simultaneamente por um único EDFA. Para que se possa alcançar maiores distâncias de transmissão, várias seções (trechos) podem ser conectadas em cascata, cada uma consistindo de um enlace de fibra e um amplificador óptico (transmissão *multi-span*). Infelizmente, cada amplificador óptico adiciona ruído, o que leva à degradação da relação sinal-ruído óptico (OSNR). Esta acumulação de ruído é uma das principais razões para a limitação da distância de transmissão em redes ópticas.

2.2 Dispersão Cromática - CD

Dispersão cromática é a designação dada ao fenômeno pelo qual diferentes componentes espectrais de um pulso se propagam com velocidades diferentes, e ela surge por duas razões. O primeiro é que o índice de refração da sílica, material usado para produzir fibra óptica, é dependente da frequência. Deste modo, diferentes componentes de frequência se propagam com velocidades diferentes em sílica. Este componente de dispersão cromática é denominado dispersão material. Embora este seja o componente principal da dispersão cromática para a maioria das fibras, há um segundo componente, chamado dispersão de guia de onda. Para entender a origem física da dispersão de guia de onda, é preciso recordar que a energia luminosa de um modo se propaga parcialmente no núcleo e em parte na casca (revestimento) e que também, o índice efetivo de um modo está situado entre os índices de refração da casca e do núcleo. O valor real do índice efetivo entre estes dois limites depende da proporção de potência que está contida na casca e no núcleo. Se a

maior parte da potência estiver contido no núcleo, o índice efetivo está mais próximo do índice de refração do núcleo. Se a maior parte se propagar no revestimento, o índice efetivo está mais próximo do índice de refração do revestimento. A distribuição de energia de um modo entre o núcleo e o revestimento da fibra é também função do comprimento de onda. Mais precisamente, quanto maior o comprimento de onda, maior será a potência no casca. Assim, mesmo na ausência de dispersão material, de modo a que os índices de refração do núcleo e do revestimento se tornem independentes do comprimento de onda, se o comprimento de onda mudar, a distribuição de potência muda, fazendo com que o índice efetivo ou a constante de propagação do modo se altere.

Matematicamente, o efeito da dispersão cromática pode ser descrita expandindo a constante de propagação dependente da frequência $\beta(\omega)$ em série de Taylor no ponto $\omega_s = 2\pi c/\lambda_s$, onde c representa a velocidade da luz no vázio.

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c} \cdot n(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_s) + \frac{\beta_2}{2}(\omega - \omega_s)^2 + \frac{\beta_3}{6}(\omega - \omega_s)^3 + \dots \quad (6)$$

Na [Equação 6](#), β_0 representa a constante de propagação no ponto $\omega = \omega_s$ e $\beta_1 = \left. \frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_s}$ é o atraso de grupo por unidade de comprimento, $\tau_{gr}(\omega)$ no ponto $\omega = \omega_s$. os parâmetros β_2 e β_3 representam a dispersão cromática e a inclinação da dispersão cromática, respectivamente em $\omega = \omega_s$, e são dados por:

$$\beta_2 = \left. \frac{d^2 \beta(\omega)}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_s} = \left. \frac{d \tau_{gr}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_s} \quad (7)$$

$$\beta_3 = \left. \frac{d^3 \beta(\omega)}{d\omega^3} \right|_{\omega=\omega_s} = \left. \frac{d^2 \tau_{gr}(\omega)}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_s} \quad (8)$$

A transmissão livre de distorção só pode ser obtida se $\tau_{gr}(\omega)$ for constante dentro da banda de modulação, o que acontece se $\beta_i = 0$ para $i \geq 2$. A dispersão e a inclinação da dispersão são especificadas como primeira e segunda derivada do atraso de grupo no comprimento de onda, denotados aqui como D_λ e S_λ , respectivamente. Usando a relação $d\lambda = -d\omega \cdot \lambda^2/(2\pi c)$, D_λ e S_λ podem ser calculados a partir de β_2 e β_3 em $\lambda = \lambda_s$ como:

$$D_\lambda = \left. \frac{d \tau_{gr}(\lambda)}{d\lambda} \right|_{\lambda=\lambda_s} = \frac{2\pi \cdot c}{\lambda_s^2} \cdot \beta_2 \quad (9)$$

$$S_\lambda = \left. \frac{d^2 \tau_{gr}(\lambda)}{d\lambda^2} \right|_{\lambda=\lambda_s} = \left(\frac{2\pi \cdot c}{\lambda_s^2} \right)^2 \cdot \beta_3 + \frac{4\pi \cdot c}{\lambda_s^3} \cdot \beta_2 \quad (10)$$

Para examinar o impacto da dispersão cromática na propagação do sinal ao longo da fibra, o campo eléctrico de entrada de fibra $E_s(z = 0, t)$ pode ser convertido para o domínio da frequência, utilizando a transformada rápida de Fourier, e multiplicado pela função de transferência da fibra no domínio da frequência para obter a transformada de Fourier do sinal na posição z .

$$E_s(z, j\omega) = E_s(z = 0, j\omega)e^{-j\beta(\omega)z} \quad (11)$$

onde $\beta(\omega)$ é dado pela [Equação 6](#). Expressando [Equação 11](#) em termos da envoltória complexa $a_x(z, t')$ e recorrendo à propriedade do deslocamento temporal (*Shift theorem*), a sua transformada de Fourier pode ser calculada da seguinte forma:

$$A_X(z, j\Omega) = e^{j\Omega\tau_{gr}z} \int_{-\infty}^{+\infty} a_x(z, t)e^{-j\Omega t} dt \quad (12)$$

onde $\Omega = \omega - \omega_s$. Resolvendo [Equação 1](#) em função de $a_x(z, t)$ e substituindo o resultado na [Equação 12](#)

$$A_X(z, j\Omega) = e^{j\Omega\tau_{gr}z} \cdot e^{j\beta_0 z} \cdot E_s(z, j\omega) \quad (13)$$

onde $E_s(z, j\omega)$ é dado pela [Equação 11](#) e $E_s(z = 0, j\omega) = X(z = 0, j\Omega)$, finalmente, obtém-se:

$$A_X(z, j\Omega) = A_X(z = 0, j\Omega) \cdot e^{-j\frac{\beta_2\Omega^2}{2}z} \cdot e^{-j\frac{-\beta_3\Omega^3}{6}z} \quad (14)$$

ou reescrevendo [Equação 14](#) na forma de equação diferencial

$$\frac{\partial A_X(z, j\Omega)}{\partial z} = A_X(z, j\Omega) \cdot \left(-j\frac{\beta_2\Omega^2}{2} - j\frac{-\beta_3\Omega^3}{6} \right) \quad (15)$$

Convertendo a [Equação 15](#) para o domínio do tempo e fazendo $\frac{\partial}{\partial t'} = j\Omega$, obtém-se a seguinte equação diferencial:

$$\frac{\partial a_x(z, t')}{\partial z} = j\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a_x(z, t')}{\partial t'^2} + j\frac{-\beta_3}{6} \frac{\partial^3 a_x(z, t')}{\partial t'^3} \quad (16)$$

Os termos do lado direito da [Equação 16](#) são idênticos aos termos da dispersão na equação generalizada de Schrödinger dado pela [Equação 2](#).

Para fibras monomodo padrão (SSMF), o coeficiente de dispersão D_λ é tipicamente zero para $\lambda = 1310 \text{ nm}$ e aumenta até cerca de $16 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ em $\lambda = 1550 \text{ nm}$. Isto significa que na faixa dos 1550 nm , duas componentes espectrais separadas por 1 nm experimentam uma diferença de atraso de 16 ps por quilómetro. Isso provoca um alargamento dos pulsos transmitidos e leva à interferência entre símbolos. A possível influência da dispersão da guia de onda pode ser utilizada para criar fibras especiais, por exemplo, fibras com dispersão deslocada (DSF) com $D_\lambda = 0$ em $\lambda = 1550 \text{ nm}$ ou

a fibra compensadora de dispersão (DCF). Este último pode ser usado para compensar totalmente a dispersão cromática em transmissões feitas num único canal, ou mesmo para compensação de dispersão de banda larga em toda a banda WDM. Neste último caso, uma compensação apropriada da inclinação de dispersão torna-se adicionalmente importante.

Considerando que a dispersão cromática, em princípio, pode ser compensada para ligações ponto-a-ponto, torna-se necessária uma compensação adaptativa em redes ópticas flexíveis. Para altas taxas de símbolo, acima de 40 Gbaud, as flutuações de comprimento causadas pela temperatura podem fazer com que seja necessário um compensador de dispersão adaptativo para compensar a quantidade de dispersão acumulada (Kato et al. 2000). Para essas taxas, os receptores digitais coerentes proporcionam uma forma eficiente compensação adaptativa da dispersão, no domínio elétrico.

2.3 Dispersão Por Modo de Polarização-PMD

Um modo na fibra pode ser interpretado como a solução para a equação de onda que satisfaz as condições de fronteira (contorno) na interface núcleo-casca (Seimetz 2009). Para o correto dimensionamento da fibra, de forma a suportar apenas o modo fundamental, a seguinte relação tem que se verificar:

$$2\pi/\lambda \cdot r \cdot \sqrt{n_{\text{núcleo}}^2 - n_{\text{casca}}^2} < 2,405, \quad (17)$$

onde r representa o raio do núcleo, $n_{\text{núcleo}}$ e n_{casca} são respectivamente os índices de refração do núcleo e do revestimento (casca).

Uma fibra em que apenas propaga o modo fundamental, é denominada de fibra monomodo. No entanto, esta notação é imprecisa, na medida em que, numa fibra ideal, perfeitamente circular, existem duas soluções linearmente independentes para a equação de onda e com a mesma constante de propagação correspondente ao modo fundamental. Assumindo o modo fundamental como sendo um campo transversal, as duas soluções são polarizadas ortogonalmente no plano x-y (para propagação na direção z) e denotadas como principais estados de polarização (PSP).

Dado que, na prática, as fibras não são circularmente simétricas (esta propriedade é denominada “birrefringência”), ambas as PSPs possuem constantes de propagação ligeiramente diferentes, o que leva a distorções do sinal quando a energia do sinal propagante é dividida entre as duas PSPs. Este efeito é denominado como dispersão por modo de polarização (PMD). A estatística para a diferença de atraso de grupo de ambos PSPs, causada pelas mudanças aleatórias na birrefringência, ocorridos ao longo da fibra, segue uma distribuição de Maxwell. Para uma fibra de comprimento L , o valor médio da diferença

de atraso de grupo $\Delta_{\tau PMD}$ é dado por (Agrawal 2013):

$$\langle \Delta_{\tau PMD} \rangle = PMD \cdot \sqrt{L} \quad (18)$$

Para algumas fibras $PMD = 0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$. Uma vez que $\langle \Delta_{\tau PMD} \rangle$ cresce com \sqrt{L} , o efeito da PMD é muito fraco nessas fibras para altas taxas de dados, mesmo para grandes distâncias. Em redes de fibra comercialmente implementadas, no entanto, algumas fibras podem apresentar birrefringência elevada, de modo que a PMD pode ser um efeito limitador, especialmente para velocidades de dados iguais ou superiores a 40 Gbit/s . O uso de formatos de modulação de alta ordem oferece uma maneira de diminuir os efeitos da birrefringência da fibra, porque o atraso de grupo tem um impacto menor nos pulsos vizinhos quando a taxa de símbolo é menor.

2.4 Não Linearidades Kerr

As não linearidades Kerr de uma fibra óptica engloba todos os efeitos não lineares originados pela dependência do índice de refração com a intensidade da potência. Para uma melhor compreensão da razão dessa variação com a intensidade, é importante observar a expressão da densidade de fluxo elétrico \mathbf{D} , que está relacionada ao campo elétrico da seguinte forma:

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (19)$$

onde ϵ_0 é a permissividade do vácuo e \mathbf{P} representa a polarização elétrica. \mathbf{P} reflete as propriedades do meio material e pode ser dividida em parte linear e outra não linear, $\mathbf{P} = \mathbf{P}_L + \mathbf{P}_{NL}$. A parte linear da polarização elétrica é dada por $\mathbf{P}_L = \epsilon_0 \chi_1 \mathbf{E}$, onde χ_1 denota a susceptibilidade linear. Desconsiderando a polarização elétrica não linear, será válida a relação $\mathbf{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \mathbf{E}$, com a permissividade relativa do meio definido como: $\epsilon_r = 1 + \chi_1$. Ao considerar apenas efeitos não lineares de terceira ordem que, é geralmente suficiente para fibras de sílica não dopadas (Agrawal 2011), a polarização elétrica não linear é dada por:

$$\mathbf{P}_{NL} = \epsilon_0 \chi_3 \mathbf{E}^3 \quad (20)$$

O parâmetro χ_3 representa a susceptibilidade não linear de terceira ordem. Um sinal óptico, cujo campo elétrico é descrito pela Equação 1, que se propaga numa fibra óptica com uma área efetiva do núcleo A_{eff} , apresenta uma intensidade de campo dentro do núcleo de fibra $|\tilde{a}_x(z, t)|^2 = |a_x(z, t)|^2 / A_{eff}$ (em unidades de W/m^2). O campo elétrico dado pela Equação 1 normalizado a $\sqrt{A_{eff}}$ é denotado aqui como $\tilde{E}_s(z, t) = E_s(z, t) / \sqrt{A_{eff}}$ e tem a unidade \sqrt{W}/m . Usando estas definições, a polarização não linear pode ser calculada da

seguinte forma:

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_{NL}(z, t) &= \epsilon_0 \chi_3 \left[\frac{1}{2} \tilde{E}_s(z, t) + \frac{1}{2} \tilde{E}_s^*(z, t) \right]^3 \\
&= \epsilon_0 \chi_3 \cdot \frac{1}{8} \cdot \left[\tilde{a}_x^3(z, t) \cdot e^{-j3\beta_0 z + -\omega_s t} + c.c \right] \\
&= \epsilon_0 \chi_3 \cdot \frac{3}{8} \cdot |\tilde{a}_x(z, t)|^2 \cdot \left[\tilde{a}_x(z, t) \cdot e^{-j\beta_0 z + j\omega_s t} + c.c \right]
\end{aligned} \tag{21}$$

onde $c.c$ representa a componente complexa conjugado (Seimetz 2009).

Desprezando a componente em $3 \cdot \omega_s$ e retomando a notação complexa, considerando a polarização elétrica linear e não linear, a densidade de fluxo elétrico se torna:

$$\begin{aligned}
\mathbf{D}(z, t) &= \epsilon_0 \tilde{E}_s(z, t) + \epsilon_0 \chi_1 \tilde{E}_s(z, t) + \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi_3 \cdot |\tilde{a}_x(z, t)|^2 \cdot \tilde{E}_s(z, t) \\
&= \epsilon_0 \cdot \left(1 + \chi_1 + \frac{3}{4} \chi_3 \cdot |\tilde{a}_x(z, t)|^2 \right) \cdot \tilde{E}_s(z, t)
\end{aligned} \tag{22}$$

onde o termo entre parênteses pode ser interpretado como permissividade relativa efetiva $\epsilon_{r,eff}(\tilde{a}_x)$. Nesse caso, o índice de refração é dado por:

$$\begin{aligned}
n(\tilde{a}_x) &= \sqrt{\epsilon_{r,eff}(\tilde{a}_x)} = \sqrt{1 + \chi_1 + \frac{3}{4} \chi_3 \cdot |\tilde{a}_x(z, t)|^2} \\
&= n_0 + n_2 \cdot |\tilde{a}_x(z, t)|^2
\end{aligned} \tag{23}$$

Note que o índice de refração se torna dependente da intensidade para $\chi_3 \neq 0$. O parâmetro $1 + \chi_1$ denota o índice de refração linear e n_2 é denominado coeficiente de índice não linear, dado em unidades de m^2/W . É possível mostrar que $n_2 = \chi_3/8n_0$ expandindo a raiz quadrada na Equação 23 em uma série de potências. Semelhante ao índice de refração, a constante de propagação torna-se dependente da intensidade da luz.

A relação entre o coeficiente não linear de propagação e γ em $W^{-1}m^{-1}$ e o coeficiente de índice não linear n_2 é dado por (Agrawal 2013):

$$\gamma = \frac{n_2 \cdot \omega_s}{c \cdot A_{eff}} \tag{24}$$

Tendo compreendido a origem das não linearidades Kerr, o próximo passo será a análise do seu efeito sobre o sinal transmitido.

Desprezando a atenuação e a dispersão cromática, a solução simples da Equação 2 é:

$$a_x(z, t') = a_x(z = 0, t') e^{-j\gamma \cdot |a_x(z=0, t)|^2 z} \tag{25}$$

Obviamente, a dependência do índice de refração com a intensidade leva a uma modulação da fase do sinal de informação, cujo desvio de fase não linear (dependente da intensidade) é dado por: $\varphi_{NL}(z, a_x, t') = -\gamma \cdot |a_x(z = 0, t)|^2 z$. A modulação de fase provoca

um alargamento do espectro do sinal, mas não influencia diretamente na amplitude da envoltória complexa. Somente a interação com a dispersão cromática induz uma conversão da modulação de fase em uma modulação de amplitude e, portanto, um impacto indireto do efeito Kerr na potência do sinal ($|a_x(z, t')|^2$) detectado em sistemas IM-DD. Entretanto, em caso da modulação de fase e modulação de amplitude em quadratura (QAM), o desvio de fase não linear tem uma influência direta no sinal transmitido.

Desprezando os efeitos da dispersão cromática, mas incluindo a atenuação da fibra e observando um sistema de transmissão multicanal composto por dois canais com os campos elétricos, dados por:

$$E_1(z, t') = a_{x1}(z, t')e^{-j\beta_{0,\omega_1}z+j\omega_1t} \quad \text{e} \quad E_2(z, t') = a_{x2}(z, t')e^{-j\beta_{0,\omega_2}z+j\omega_2t} \quad (26)$$

onde β_{0,ω_1} e β_{0,ω_2} representam as constantse de propagação devido a ω_1 e a ω_2 , respectivamente. O desvio de fase induzido total da envoltória complexa dos dois canais nas frequências ω_1 e ω_2 é dado por:

$$\varphi_{NL}(z, a_{x1}, a_{x2}, t') |_{\omega_1} = -\gamma_{\omega_1} \frac{1 - e^{-\alpha z}}{\alpha} \left[|a_{x1}(z = 0, t')|^2 + 2|a_{x2}(z = 0, t')|^2 \right] \quad (27)$$

$$\varphi_{NL}(z, a_{x1}, a_{x2}, t') |_{\omega_2} = -\gamma_{\omega_2} \frac{1 - e^{-\alpha z}}{\alpha} \left[|a_{x2}(z = 0, t')|^2 + 2|a_{x1}(z = 0, t')|^2 \right] \quad (28)$$

onde ω_1 e ω_2 representam frequências angulares, γ_{ω_1} e γ_{ω_2} os coeficientes de propagação não lineares e $a_{x1}(z = 0, t')$ e $a_{x2}(z = 0, t')$ as envoltórias complexas na entrada de fibra dos dois canais, respectivamente, assumindo os mesmos coeficientes de atenuação α para ambos os canais. Nas Equações 27 e 28, a quantidade $l_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha z}}{\alpha}$ pode ser interpretado como um comprimento efetivo¹ e indica que uma fibra livre de atenuação de comprimento l_{eff} e que induziria o mesmo deslocamento de fase não linear.

Dois efeitos de propagação importantes podem ser explicados a partir das Equações 27 e 28. Em primeiro lugar, os canais de propagação são modulados em fase, como resultado da alteração de intensidade do seu próprio canal, que é designado por automodulação de fase SPM (*self phase modulation*). Em segundo lugar, as fases dos canais são deslocadas devido às flutuações de intensidade dos canais vizinhos. Este último efeito é referido como modulação cruzada de fase XPM (*cross phase modulation*) e o seu efeito é duas vezes mais

¹ A interação não linear depende do comprimento da transmissão e da área da fibra. Quanto maior o comprimento do link, maior a interação e pior será o efeito da não linearidade. No entanto, à medida que o sinal se propaga ao longo de uma fibra, a sua potência diminui devido à atenuação da fibra. Assim, a maioria dos efeitos não lineares ocorre no início da extensão da fibra e diminui à medida que o sinal se propaga. Modelar esse efeito pode ser bastante complicado, mas na prática, um modelo simples que supõe que a potência é constante ao longo de um certo comprimento efetivo (l_{eff}) provou ser suficiente o bastante para entender os efeitos das não linearidades. Seja L o comprimento real da ligação, P_0 a potência média no início da fibra e $P(z) = P_0 \cdot e^{-\alpha z}$ a potência na distância z , então o comprimento efetivo é definido como o comprimento (l_{eff}) tal que $P_0 \cdot l_{eff} = \int_{z=0}^L P(z) dz$ (Ramasmami et al. 2009).

intenso do que o do SPM. No entanto, os efeitos do XPM é reduzida para polarizações não paralelas a dos canais e devido à dispersão cromática porque os canais se propagam com velocidades de grupo diferentes e o XPM ocorre apenas nos intervalos de tempo nos quais os pulsos de propagação estão sobrepostos.

Um terceiro efeito, que não pode ser deduzido a partir das Equações 27 e 28, é a mistura de quatro ondas FWM (*four wave mixing*). Ela descreve a geração de novas ondas em outras frequências elevando ao cubo o campo elétrico total de um sinal WDM, de acordo com a Equação 20. Ao considerar a interação de três ondas com as frequências f_i , f_j e f_k de forma a originar uma quarta onda na frequência $f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$, são gerados um número total de novos produtos de batimento $N_{FWM} = \frac{1}{2} \cdot (N_{DWM}^3 - N_{DWM}^2)$, onde N_{DWM} corresponde ao número de canais WDM (Schneider 2013, Seimetz 2009). Em sistemas WDM padrão com canais dispostos de forma equidistante, os produtos de batimentos “caem” dentro das bandas espectrais dos canais WDM. Assim como o XPM, a intensidade do FWM é atenuada devido à dispersão cromática. No entanto, o FWM pode ser um efeito limitante ao utilizar fibras com baixa dispersão e para espaçamentos de canal “estritos”.

Em sistemas de portadora única, o SPM é a única não linearidade de Kerr que deve ser considerada. O real impacto do SPM na qualidade do sinal deve ser determinado examinando o SPM como um efeito combinado com atenuação e dispersão cromática. Considerando que a dispersão cromática pode ser compensada de forma muito eficiente, as distorções induzidas pela SPM são um dos principais fatores limitantes para sistemas de portadora única para altas potências na entrada da fibra, assim como o ruído do amplificador limita o alcance de transmissão atingível com baixas potências de entrada na fibra (Seimetz 2009).

2.5 Espalhamentos Estimulados Raman e Brillouin

Efeitos de dispersão não linear como o espalhamento estimulado de Brillouin (SBS) e o espalhamento estimulado Raman (SRS), que se manifestam como uma atenuação dependente da intensidade do sinal, não são considerados na equação não linear generalizada de Schrödinger dada pela Equação 2. SBS induz uma onda refletida cuja frequência é reduzida em cerca de 10 GHz em relação à frequência da onda de sinal e torna-se relevante se a potência óptica exceder alguns miliwatts dentro de uma largura de banda de 100 MHz (Seimetz 2009). Portanto, os formatos de modulação com uma densidade espectral de potência mais constante, permitem maiores potências de entrada na fibra - sem serem prejudicadas pelo SBS - do que os formatos de modulação com portadoras não suprimidas, especialmente quando são utilizados lasers de baixa largura de linha. O SRS só tem efeito para potências ópticas superiores a 500 mW e provoca uma transferência de energia para outras frequências. A parte principal da potência retroespalhada está contida no pico do

espectro de ganho Raman que está localizado a uma frequência mais baixa de cerca de 13,2 THz. Por esta razão, interferência (*crosstalk*) induzida pelo SRS deve ser considerada particularmente em sistemas WDM com um número elevado de canais.

2.6 Ruído de Fase não Linear

Outro efeito com influência no comportamento de transmissão de sinais ópticos com modulação de alta ordem, para a transmissão em longas distâncias (multi-span) é o ruído de fase não linear. Olhando para o plano complexo, o ruído complexo dos amplificadores ópticos n_{\parallel}/\perp (t) (componentes do ruído nas polarizações paralelo e perpendicular) leva a flutuações de amplitude e fase dos sinais transmitidos. Estas flutuações de fase induzidas diretamente, podem ser referidas como “ruído de fase linear”. No entanto, as flutuações de amplitude também têm influência na fase óptica, uma vez que são convertidas para flutuações de fase durante a transmissão, através do efeito Kerr. Este ruído de fase adicional é denotado como “ruído de fase não linear” e pode ser induzido por SPM ou XPM dependendo se é causado pelo ruído de amplitude do próprio canal ou de outros canais.

A degradação da fase óptica devido ao ruído de fase não linear foi investigada pela primeira vez em (Gordon e Mollenauer 1990) e em (Ho e Kahn 2004), é derivada a variância do deslocamento de fase não linear para transmissão multi-span e altos valores de SNR, que é dada por:

$$\sigma_{\varphi_{NL}}^2 = \frac{2\langle\varphi_{NL}\rangle^2}{3 \cdot SNR} \quad (29)$$

onde o deslocamento médio de fase não linear é dado por:

$$\langle\varphi_{NL}\rangle \approx -\gamma \cdot |a_x(z=0, t)|^2 \cdot N_{SPAM} \cdot l_{eff} \quad (30)$$

A variável N_{SPAM} corresponde ao número de segmentos da fibra, tendo cada segmento um comprimento efetivo de l_{eff} e $|a_x(z=0, t)|^2$ representa a potência lançada na fibra em cada segmento. Desta forma, o efeito da dispersão cromática é negligenciado. A SNR na Equação 29 é definida sobre uma largura de banda correspondente à taxa de símbolos R_s do sinal e está relacionada com a relação sinal-ruído óptico (OSNR) da seguinte forma:

$$SNR = 2 \cdot OSNR \cdot \frac{B_0}{R_s} = \frac{E_{s,avg}}{N_0} = \frac{P_{s,avg}}{2 \cdot N_{SPAM} \sigma^2} \quad (31)$$

onde $E_{s,avg}$ e $P_{s,avg}$ representam, respectivamente, a energia média por símbolo e a potência média do sinal óptico, B_0 é uma largura de banda de referência e o seu valor é de 12,5 GHz em 1550 nm, N_0 é a densidade espectral do ruído, σ representa a variância do ruído linear do amplificador por cada segmento. Além disso, foi mostrado em (Ho e Kahn 2004) que a variância do ruído de fase não linear pode ser significativamente reduzida usando

um compensador que rotaciona a fase recebida proporcionalmente à potência óptica recebida multiplicada, por uma fator de escala α_{NL} . Esse fator é otimizado para $\alpha_{NL} = -\gamma \cdot l_{eff} (N_{SPAM} + 1) / 2$. Desta forma, a variância do desvio de fase não linear pode ser reduzida para:

$$\sigma_{\varphi_{NL,comp}}^2 \approx \frac{2\langle\varphi_{NL}\rangle^2}{6 \cdot SNR} \quad (32)$$

Isto permite duplicar a distância de transmissão em sistemas limitados pelo ruído de fase não linear e faz com que seja menos provável que este se torne o principal fator de limitação. A compensação do ruído de fase não linear pode ser realizada utilizando um modulador de fase óptico simples na frente do receptor ou através de meios eletrônicos.

Para uma estimativa inicial do impacto do ruído de fase não linear em sistemas ópticos com modulação de fase de alta ordem, a razão entre a variância do ruído de fase não linear $\sigma_{\varphi_{NL}}^2$ e a variância do erro de fase devido ao ruído linear $\sigma_{\varphi_L}^2$ podem ser examinado. Conforme demonstrado em (Ho 2005), $\sigma_{\varphi_L}^2$ é dado, para alto valor de SNR, por:

$$\sigma_{\varphi_L}^2 \approx \frac{1}{2 \cdot SNR} \quad (33)$$

A razão entre $\sigma_{\varphi_{NL}}^2$ e $\sigma_{\varphi_{NL}}^2$ pode ser facilmente calculada usando as Equações. 29, 30 e 33. Ela pode ser interpretada como uma medida para determinar se o ruído de fase não linear é dominante em relação ao ruído linear. Isso acontece para

$$\frac{\sigma_{\varphi_{NL}}^2}{\sigma_{\varphi_L}^2} = \frac{4}{3} \cdot \langle\varphi_{NL}\rangle^2 = \frac{4}{3} \cdot \gamma^2 \cdot |a_x(z=0, t)|^4 \cdot l_{eff}^2 N_{SPAM}^2 \quad (34)$$

Como pode ser observado a partir da Equação 34, o ruído de fase não linear torna-se dominante para potências de entrada na fibra mais altas e distâncias de transmissão maiores. Até agora, as potências ótimas de entrada na fibra para formatos de modulação de alta ordem, associados à transmissão multi-span são desconhecidas(Seimetz 2009). Dado que se pode esperar que os comprimentos de transmissão atingíveis sejam menores para formatos de modulação de ordem elevada, pode presumir-se que o ruído de fase não linear pode tornar-se um efeito menos dominante.

No caso de modulação de amplitude em quadratura, conclusões similares sobre o ruído de fase não linear são válidas, assim como para modulação de fase de ordem alta. No entanto, um problema adicional ocorre aqui devido a SPM. Os símbolos com diferentes níveis de potência experimentam diferentes desvios de fase não lineares, de modo que as constelações de sinais QAM sofrem maiores distorções. Portanto, uma compensação do desvio de fase não linear médio torna-se essencial para evitar que ocorra uma degradação severa do desempenho devido a SPM. Além disso, as Equações. 29 e 30 mostram que a variância do deslocamento de fase não linear é menor para símbolos com menos potência,

de modo que o ruído de fase não linear seja mais crítico para os símbolos mais externos da constelação.

3 A Modulação OFDM

A recepção de diversas réplicas de um sinal com amplitudes e atrasos diferentes caracteriza o fenômeno denominado multipercurso, precursor da interferência intersimbólica ISI (Intersymbol-Interference). O espalhamento multipercurso do canal excede o período do símbolo transmitido quando a comunicação realiza-se a taxas superiores a aquelas relacionadas aos diferentes atrasos introduzidos pelo canal, o que significa que mecanismos que amenizam a distorção de sinal decorrente da ISI devem ser usados.

Técnicas de equalização são utilizadas em sistemas de transmissão com uma portadora visando a redução dos efeitos degradantes que a seletividade em frequência do canal provoca no sinal transmitido. Ao dividir o espectro disponível em vários sub-canais ortogonais, a transmissão com múltiplas portadoras torna-se uma alternativa mais atraente, uma vez que reduz drasticamente a complexidade da equalização em portadora única, haja vista a conseqüente resposta em frequência quase plana de cada sub-canal.

3.1 Breve Histórico

Sistemas multiportadoras tiveram sua origem na década de 1950 com a introdução da multiplexação por divisão de frequência, FDM (*Frequency Division Multiplexing*) (Doelz et al. 1957). Porém, a complexidade relacionada ao sincronismo das portadoras, que envolvia sua implementação, levou ao abandono do sistema em 1957, embora fora muito usado para a comunicação em altas frequências por militares.

Em 1966, Chang patenteou o princípio e a estrutura de multiplexação ortogonal, OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) através da publicação de um artigo onde sintetizava a transmissão multicanal de sinais limitados em banda, conceituando a sobreposição espectral ortogonal de sinais multifrequências na comunicação de dados (Chang 1966). Aproveitando-se das descrições de Chang, Saltzberg elaborou um estudo onde empregava uma modulação O-QAM (*Offset-QAM*) nas subportadoras, que consistia em atrasar a componente em quadratura em meio período de símbolo, reduzindo a flutuação da envoltória do sinal e mantendo a linearidade nos amplificadores ao longo de uma faixa de amplitude, facilitando o projeto de filtros de recepção e de transmissão (Saltzberg 1967, Chang e Gibby 1968).

Mas a maior contribuição atribuída a esta modulação foi a compartilhada por Weinstein e Ebert em 1971 (Weinstein e Ebert 1971), cuja proposta baseou-se na ideia de usar a transformada discreta de Fourier, DFT (*Discrete Fourier Transform*) para a geração e recepção de sinais OFDM, o que reduziu significativamente a complexidade de

implementação dos modems, visto que, eliminava a necessidade da utilização de bancos de osciladores analógicos na transmissão e recepção. Para combater a ISI e a interferência intercanal ICI (*Interchannel Interference*), eles utilizaram intervalos de guarda entre os símbolos e funções janelas do tipo cosseno levantado na filtragem do sinal.

O problema da manutenção da ortogonalidade nas portadoras foi resolvido em 1980, com Peled e Ruiz ([Peled e Ruiz 1980](#)), quando da introdução do ciclo prefixo CP (*Cyclic Prefix*) ou extensão cíclica. Em vez de se utilizar intervalos de guarda vazios, ou seja, sem sinal, estende-se o símbolo OFDM ciclicamente ao longo do intervalo de guarda com um CP maior que a resposta ao impulso do canal, acarretando uma perda de potência compensada pelo fato de não mais ter ICI. Ainda em 1981 e seguindo a linha de estudo introduzida por Saltzberg, Hirosaki implementou um modem OFDM usando DFT, modulação QAM nas subportadoras e um algoritmo de equalização para eliminação das ISI e ICI ([Hirosaki 1980](#), [Hirosaki 1981](#)).

A técnica OFDM só foi considerada em sistemas de comunicação móveis em 1985, por Cimini([Cimini 1985](#)), para na década de 1990 se tornar padrão em vários sistemas de comunicação, tais como radiodifusão de áudio digital DAB (*Digital Audio Broadcasting*), radiodifusão de vídeo digital DVB (*Digital Video Broadcasting*) e redes locais sem fio WLAN (*Wireless Local Area Network*) conforme os padrões IEEE 802.11a/g. Ela é o padrão dos modems de comunicação nas linhas de assinante digital ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e HDSL (*High Rate Digital Subscriber Line*) e mais recentemente, tornou-se padrão da comunicação móvel de 4a geração LTE (*Long Term Evolution*).

3.2 Concepção Básica

A modulação multiportadora divide a sequência de dados a serem transmitidos em várias subsequências, que paralelamente moduladas em igual número de portadoras ¹ são transmitidas simultaneamente em sub-canais idealmente ortogonais ([Zhang et al. 2013](#)). A quantidade N_s de sub-canais ou de subsequências é escolhida de tal forma que o tempo do símbolo em cada subsequência, $N_s T_s$, seja maior que o espalhamento multipercurso, τ_{max} , do canal com resposta impulsiva $h(t)$, isto é, de forma que a largura de banda de cada sub-canal seja menor que a largura de banda de coerência do canal de comunicação ([Armstrong 2009](#)), conforme ilustra a [Figura 4](#). Isso garante maior robustez à ISI quando comparada com a comunicação uniportadora, - cuja duração do símbolo é T_s - já que com resposta em frequência quase plana, os sub-canais apenas sofrem influências de *fading* multipercurso relativamente plano.

Considere um sistema de modulação linear (uniportadora) que transmite símbolos QPSK à taxa $R_s = 0,5 \text{ MBd}$, correspondente a largura de banda passante $B_W =$

¹ Denominadas subportadoras

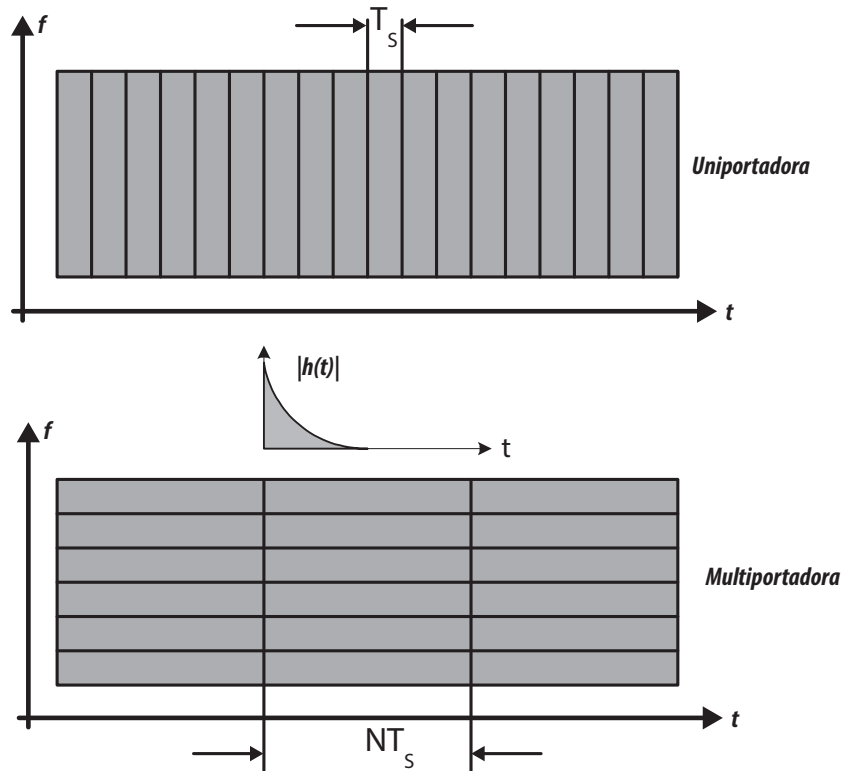


Figura 4 – Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora

0.5 MHz, em um canal com atraso máximo $\tau_{max} = 6 \mu s$. Com a duração de um símbolo $T_s = \frac{1}{R_s} = 2 \mu s$. Sendo T_s menor que o atraso máximo do canal, este sistema sofre severos efeitos de multipercurso. No domínio da frequência diz-se que o sinal é distorcido pela seletividade em frequência, uma vez que a largura de banda de coerência do canal $B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \approx 167 kHz$ é menor que B_W , o que introduz equalização complexa, pois os efeitos dos “nulos” da resposta em frequência somente são amenizadas com estimativas precisas do canal em questão. Tais efeitos são drasticamente minimizados se a ideia de dividir a banda larga em N_s sub-canais que linearmente modulados, constituem N_s subsistemas paralelos com $B_N = \frac{B_W}{N_s}$ e $R_N \approx \frac{R_s}{N_s}$ for posta em prática. Com $N_s = 10$, no sistema exemplificado anteriormente, um novo símbolo com duração, $T_N \approx \frac{1}{B_N} = 20 \mu s$, maior que τ_{max} , se faz presente, diminuindo assim a ISI. Fazendo N_s suficientemente grande, a ponto de tornar B_N muito menor que B_c , reduz-se muito a influência da seletividade em frequência, além de diminuir a taxa de símbolos na mesma proporção (Jansen et al. 2008). Portanto, se muito menor quer dizer pelo menos dez vezes menor, significa que para $B_N = \frac{B_W}{N_s} = 0,1 * B_c$ pode-se no exemplo acima escolher um valor de $N_s = \frac{B_W}{0,1 * B_c} = \frac{0,5 * 10^6}{0,1 * 167 * 10^3} = 30$ subportadoras, valor este que minimiza a seletividade em frequência ao fazer a largura de banda de cada subportadora estreita o suficiente para tornar o *fading* multipercurso quase plano, conforme mostra a Figura 5.

Entretanto, um sério compromisso deve ser considerado quando o assunto é o

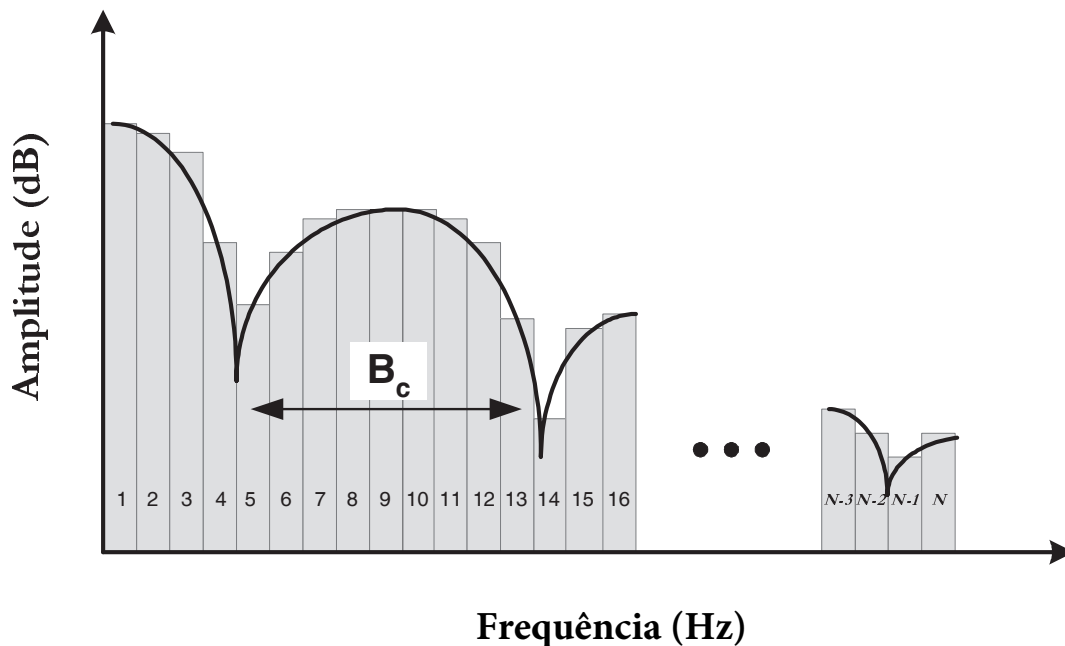


Figura 5 – Divisão do espectro de frequências em N_s sub-canais

número de subportadoras, já que aumentá-los implica aumento da interferência entre sub-canais adjacentes (ICI), aumento da complexidade do sistema. Em sistemas ópticos com detecção coerente, aumentar o número de subportadoras, resulta numa maior sensibilidade do sistema face ao ruído de fase do laser (Jansen et al. 2008).

3.3 Configuração de Sistemas Multiportadoras

A concepção acima descrita permite afirmar que um sistema multiportadora constitui-se de N_s sistemas convencionais cujas taxas de transmissão são N_s vezes menor. Os modelos de transmissão e recepção são discutidos nas secções seguintes.

3.3.1 Modelo de Transmissão

A Figura 6 mostra o processo básico de transmissão multiportadora em banda base. A sequência de bits de entrada, ou o *bitstream*, gerada à taxa R_b é dividida em N_s sub-sequências através do bloco conversor serial para paralelo (S/P). Contendo m bits, cada sub-sequência é mapeada em um símbolo complexo $s_i = a_i + jb_i$, conforme constelação desejada (bloco Map), onde $M = 2^m$ é a quantidade de pontos da constelação. Após conversão tempo discreto para tempo contínuo por um filtro de transmissão (filtro

conformador de pulso) $g_{Tx}(t)$, cada símbolo² $s_i(t)$ modula uma subportadora de frequência f_i ocupando uma largura de banda B_N . Somados, tais sub-símbolos formam o sinal mutiportadora a ser transmitido no canal após conversão paralelo para serial (bloco P/S) (Hanzo et al. 2000).

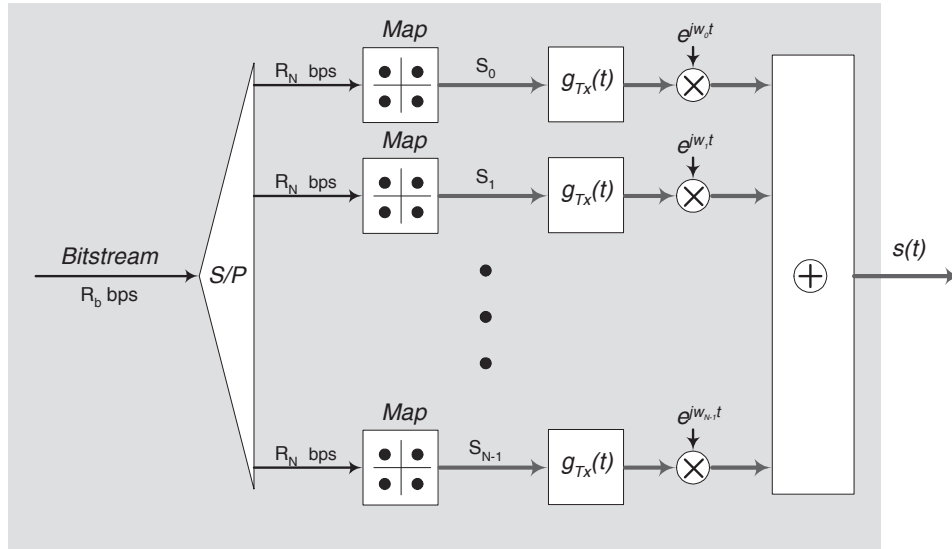


Figura 6 – Configuração de um transmissor multiportadora.

Observe pela Figura 6 que a taxa de transmissão em cada subseqüência, $R_N = \frac{R_b}{N_s}$ é inversamente proporcional ao número de subportadoras, a duração de cada sub-símbolo é $T_N = N_s * T_s$ e a largura de banda de cada sub-canal é $B_N = \frac{B_W}{N_s}$ onde B_W é a largura de banda necessária à transmissão da seqüência de bits (*bitstream*) original.

Matematicamente, o sinal na saída do transmissor é dado por (KLENNER, 2004),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} s_i \cdot g_{Tx}(t) e^{j2\pi f_i t} \quad (35)$$

onde s_i é o símbolo associado à subportadora i do sub-canal centrado na frequência $f_i = f_0 + i(B_W - N_s)$ para subportadoras $,i = 1, 2, 3, \dots, N_s - 1, f_i = \frac{W_i}{2\pi}$ e $j = \sqrt{-1}$.

Se o “janelamento” realizado pelo filtro de transmissão $g_{Tx}(t)$ for feito por um pulso do tipo cosseno levantado com um fator de *roll-off* β ($0 \leq \beta \leq 1$), o tempo de cada sub-símbolo é $T_N = \frac{1+\beta}{B_N}$. Na prática, a limitação na duração de tais pulsos (prevenção contra ISI) provoca um adicional na largura de banda de cada sub-canal de $\frac{\epsilon}{T_N}$, separando os sub-canais em $\frac{1+\beta+\epsilon}{T_N}$ e tornando a largura de banda total B_W igual a

$$B_W = \frac{N_s(1 + \beta + \epsilon)}{T_N} \quad (36)$$

² Cada símbolo paralelo é também chamado de sub-símbolo

A implementação da [Figura 6](#) usa o espectro de frequências de forma ineficiente. A ineficiência espectral pode ser eliminada se uma particular sobreposição espectral for realizada. Em ([Silva 2011](#)), é mostrado que é possível preservar a ortogonalidade das subportadoras, espaçando-as em $\frac{1}{T_N}$ na frequência de maneira a centralizar a subportadora i na frequência $f_i = f_0 + \frac{i}{T_N}$ e a reduzir a faixa de frequências total necessária a

$$B_W = \frac{N_s + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N_s}{T_N} \quad (37)$$

onde a aproximação se dá ao fato de N_s ser suficientemente grande, enquanto que β e ϵ não afetam a banda do sistema como um todo.

Para ilustrar a eficiência espectral conseguida, considere o exemplo analisado na seção anterior, onde os valores de N_s , B_N e T_N são 30 subportadoras, 16,7KHz e 60 μs respectivamente. Supondo que o filtro de transmissão é do tipo cosseno levantado com $\beta = 1$, e excesso de largura de banda provocado pela limitação temporal do sub-símbolo, $\frac{\epsilon}{T_N} = 0,1$ a largura de banda total quando os subcanais são sobrepostos é

$$B_W = \frac{N_s + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N_s}{T_N} = \frac{30 + 1 + 0,1}{0,00006} = 0,518MHz \approx 0,5MHz$$

o que é metade da largura de banda necessária quando os mesmos sub-canais não são sobrepostos dado por

$$B_W = \frac{N_s(1 + \beta + \epsilon)}{T_N} = \frac{30(1 + 1 + 0,1)}{0,00006} = 1,05MHz.$$

A particular sobreposição de espectros acima referida é possível fazendo com que a frequência central de uma subportadora se localize no cruzamento por zero das demais. Se o sinal na recepção for amostrado na frequência da subportadora, mantém-se a ortogonalidade e conseqüentemente não ocorrerá ICI ([Hanzo et al. 2000](#)). Um outro benefício advindo desta tarefa é o de não mais se utilizar possíveis filtros analógicos precisos (complexos) na recepção do sinal. A divisão das subportadoras sobrepostas cujos espectros não têm mais a banda limitada - é agora realizada via processamento digital([Bingham 1990](#)).

3.3.2 Modelo de Recepção

A separação das subportadoras sobrepostas requer a estrutura de recepção mostrada na [Figura 7](#), que depois de separá-las, as demodula e filtra usando um banco de filtros de recepção $g_{Rx}(t)$ idêntico³ ao do transmissor $g_{Tx}(t)$. O demapeamento (bloco Demap) é realizado nos símbolos estimados e a conseqüente conversão paralelo para serial fornece a seqüência de bits de saída.

³ Para maximizar a SNR, os filtros de recepção e de transmissão devem ser casados

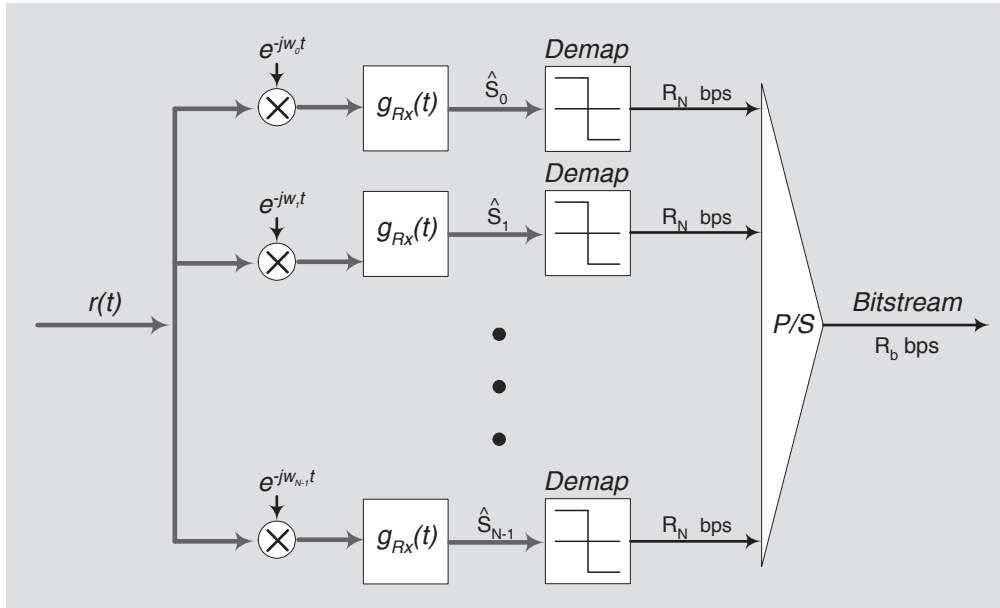


Figura 7 – Configuração de um receptor multiportadora

Desprezando os efeitos do canal $h(t)$ e do ruído $n(t)$, e considerando como filtro de recepção um pulso ideal no intervalo $[0, T_N]$, cada símbolo na entrada do bloco demapeador é estimado como (Lang 2012, Pinto e Albuquerque 2002)

$$\begin{aligned}
 \hat{s}_i &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times s_j(t) \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times \left(\sum_{j=0}^{N_s-1} s_j \cdot e^{j2\pi f_j t} \right) \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N_s-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times e^{j2\pi f_j t} \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N_s-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi(f_i - f_j)t} \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \int_0^{T_N} 1 \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \cdot T_N \\
 &= s_i
 \end{aligned} \tag{38}$$

Embora sejam robustos e eficientes, os modelos de transmissão e recepção utilizam N_s moduladores e demoduladores respectivamente. Isso torna a implementação de um sistema multiportadora completamente inviável em termos de custo, tamanho e consumo de potência. A próxima seção descreve em linhas gerais, a solução desse problema.

3.4 Multiplexação OFDM

A técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma implementação digital do sistema multiportadora, onde as subportadoras são ortogonais entre si. A modulação pode ser realizado recorrendo à transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) ou recorrendo à transformada discreta de Hartley inversa (IDHT) enquanto que a demodulação pode ser implementado recorrendo à transformada discreta de Fourier direta (DFT) ou à transformada discreta de Hartley direta (DHT) (Shieh e Djordjevic 2009, Moreolo et al. 2011). A grande vantagem de usar IDFT/DFT e IDHT/DHT, é que existem algoritmos computacionalmente eficientes, nomeadamente, a transformada (inversa) rápida de Fourier (IFFT) e a transformada (inversa) rápida de Hartley (IFHT), que conseguem fazer com que o número de multiplicações complexas, seja quase linear ($\frac{N_s}{2} \log_2(N_s)$) com o número de subportadoras N_s . Para minimizar os efeitos das ISI e ICI, o OFDM usa como filtros de transmissão e de recepção nas figuras 6 e 7 respectivamente, o pulso retangular

$$g_{Tx}(t) = g_{Rx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \quad (39)$$

cujos espectros são dados por:

$$G_{TX}(f) = G_{RX}(f) = T_N \cdot \text{sinc}(\pi f T_N) \quad (40)$$

Observe pela Figura 8 que os zeros da função $\text{sinc}(f)$ são posicionados nas frequências $f_i = \frac{i}{T_N}$ com $i = 1, 2, \dots, N_s - 1$, e que para a transmissão sem interferência intercanal, ou seja, para a obtenção da ortogonalidade entre as subportadoras, o máximo de cada sub-canal é localizado nos zeros dos vizinhos, escolhendo como distâncias entre sub-canais, $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$ de maneira que ao canal i é associado a frequência $f_i = i \cdot \Delta_f$

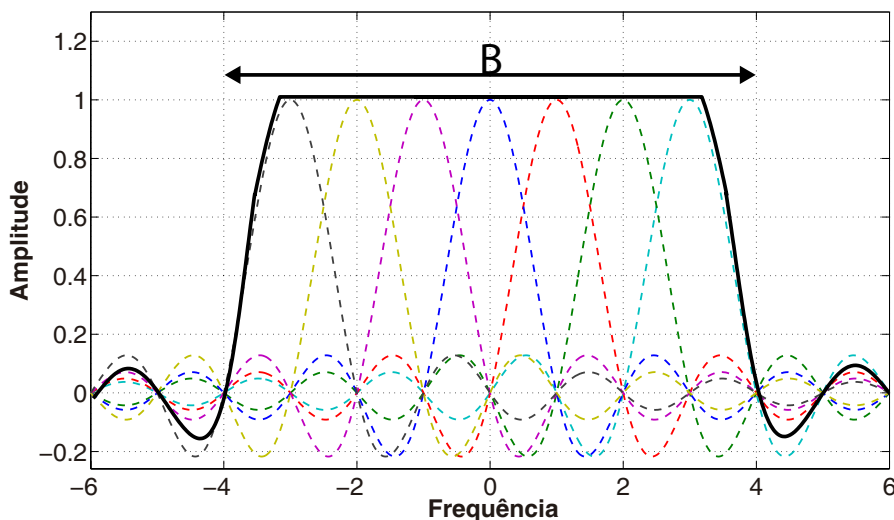


Figura 8 – Espectro de um sinal OFDM contendo apenas sete subportadoras.

Analogamente, no domínio do tempo a ortogonalidade é mantida se as subportadoras tiverem um número de ciclos inteiro e múltiplo um do outro em um intervalo de símbolo.

OFDM baseado na transformada rápida de Hartley FHT (*fast Hartley transform*) foi proposta como uma alternativa ao OFDM baseado no IFFT/FFT (DFT-OFDM) quando se pretende que o sinal em banda base tenha coeficientes reais (Moreolo et al. 2012). Ao contrário do DFT-OFDM, OFDM baseado na transformada discreta de Hartley (DHT-OFDM) é uma transformação trigonométrica real, ou seja, não precisa de recorrer à simetria Hermitiana para gerar símbolos OFDM com coeficientes reais. Além disso, DHT-OFDM usa o mesmo algoritmo para multiplexar e demultiplexar os dados, ou seja, a transformada direta e a transformada inversa usam o mesmo algoritmo. Isto faz com que a complexidade computacional exigida para implementação do DHT-OFDM seja metade do que a complexidade computacional exigida pelo DFT-OFDM (Moreolo et al. 2012).

Apesar das vantagens acima referido, DHT-OFDM só é vantajoso quando se usam constelações Unidimensionais, como por exemplo, M-PAM (*M-ary Pulse Amplitude Modulation*).

Vale a pena ainda ressaltar que deste ponto em diante, quando se fala em OFDM, estaremos nos referindo a sistemas OFDM baseado na transformada discreta de Fourier, a menos que seja explicitamente informado o contrário.

3.4.1 Transmissor OFDM

Para demonstrar a substituição do bloco de moduladores da Figura 6 por uma IDFT, considere a equação (2.1). Substituindo $g_{T_x}(t)$ pelo impulso retangular da equação 39, tem-se que (Pinto e Albuquerque 2002),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \cdot e^{-j2\pi f_i t} \quad (41)$$

Com um símbolo de duração T_N , amostrado N_s vezes, $t = \frac{nT_N}{N_s}$ ($0 < t < T_n$) e sabendo que $f_i = i \cdot \Delta f = \frac{i}{T_N}$ e $\text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) = 1$ (caso ideal), o símbolo de tempo discreto na saída do transmissor é dado por:

$$\begin{aligned} s[n] &= \sum_{i=0}^{N_s-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{1}{T_N}\right) \cdot e^{-j2\pi \frac{i}{T_N} \frac{nT_N}{N_s}} \\ &= \sum_{i=0}^{N_s-1} s_i \cdot e^{-j2\pi \frac{ni}{N_s}} \end{aligned} \quad (42)$$

para $0 \leq n < N_s$). Observa-se que a equação 42 nada mais é que a equação da transformada discreta inversa de Fourier (IDFT). Empregando o algoritmo rápido IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), pode-se portanto escrever que

$$s[n] = IFFT \{s_i\} \quad (43)$$

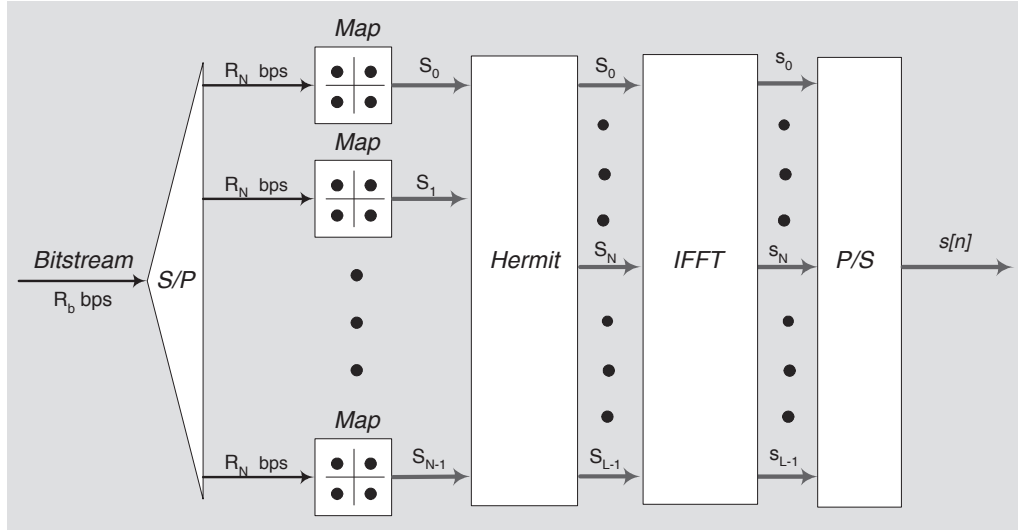


Figura 9 – Configuração básica de um transmissor OFDM. O sinal OFDM na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria Hermitiana aplicada aos sub-símbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada.

Em algumas situações, por exemplo, transmissão em canais com fio em banda base, necessita-se de um sinal real⁴ na saída do bloco IDFT. Para isso, aproveita-se da propriedade de simetria da transformada para aplicar a simetria Hermitiana à sequência de entrada do mesmo bloco (Proakis e Salehi 2007, Ruiz et al. 1992). Assim, para N_s par⁵ e $L = 2N + 2$, faz-se:

$$s_i = [0, s_0, s_1, \dots, s_{N_s-1}, 0, s_{N_s-1}^*, s_{N_s-2}^*, \dots, s_0^*] \quad (44)$$

onde s_j^* representa o complexo conjugado do sub-símbolo s_j . Portanto, a simetria Hermitiana resulta no conjunto de sub-símbolos,

$$s_i = [s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}}, \dots, s_{L-1}] \quad (45)$$

para $0 \leq i \leq L - 1$ e as subportadoras correspondentes a s_0 e $s_{\frac{L}{2}}$ (nível DC e frequência de Nyquist) zerados por conveniência. Vale lembrar que na recepção interessam apenas os $\frac{L}{2} - 1$ primeiros símbolos ($[s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}-1}]$).

A Figura 9 ilustra a nova configuração para o transmissor da Figura 6, onde o bloco *Hermit* faz a simetria hermitiana, descrita pela Equação 44, e que faz com que

⁴ Para o presente trabalho, usam-se sequências reais na entrada do canal.

⁵ Assume-se também que toda sequência na entrada da IFFT é par e potência de dois. Se não o for o mesmo bloco funcional a completará com zeros.

os coeficientes à saída do bloco *IFFT* sejam reais. Empregando a transformada discreta inversa de Fourier na sequência simétrica, a saída pode ser alternativamente expressa como (Ruiz et al. 1992):

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N_s-1} (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \left[\frac{2\pi ni}{L} + \tan^{-1} \left(\frac{b_i}{a_i} \right) \right] \quad (46)$$

onde a_i e b_i , representam a parte real e a parte imaginária do sub-símbolo complexo $s_i = a_i + jb_i$ respectivamente.

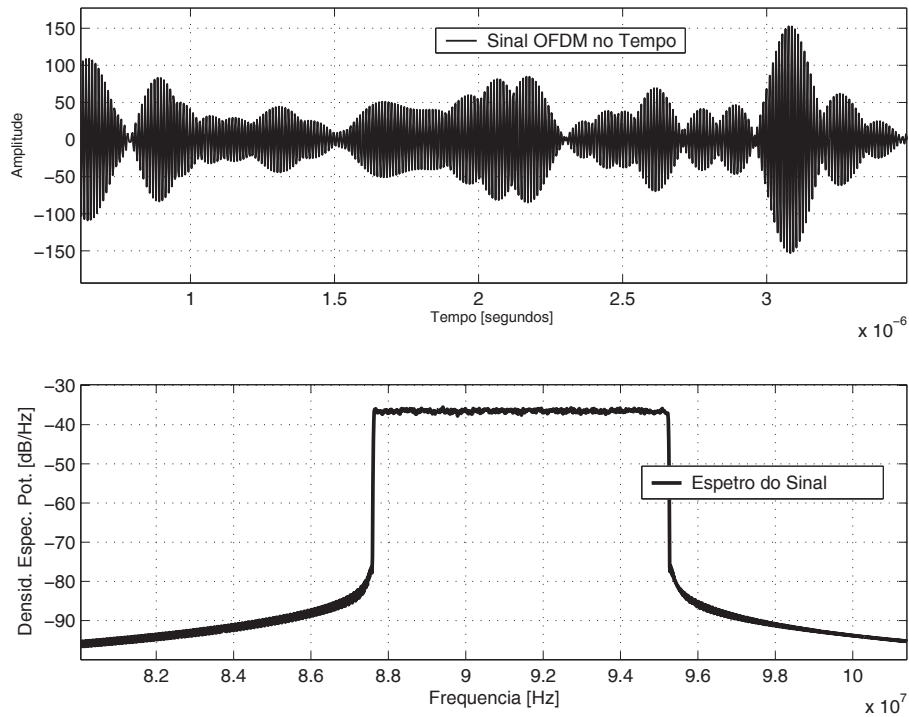


Figura 10 – Densidade Espectral de potência de um sinal OFDM gerado pela Figura 9, para 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos sub-símbolos. Depois da IDFT, o sinal passa por um filtro de transmissão $g_{Tx}(t)$ retangular e depois por um conversor D/A simulado por um filtro Butterworth de ordem 13. O sinal é deslocado para a frequência central $f_c \approx 91\text{MHz}$.

A Figura 10 mostra parte de uma sequência dada pela equação 46, bem como o seu espectro de potência⁶.

3.4.2 Receptor OFDM

Observando a Figura 7, podemos concluir que o sinal ($\hat{s}_i(t)$) à saída de um receptor OFDM pode ser descrito por:

$$\hat{s}_i(t) = [r(t) \cdot e^{-j2\omega_i t}] * g_{Rx}(t) \quad (47)$$

⁶ Note que para se transmitir uma sequência de dados com coeficientes reais e de tamanho N_s , necessita-se de uma operação IDFT com $L_{FFT} = 2N_s$ pontos.

onde $\omega_i = 2\pi f_i$. Sabendo que $f_i = i \cdot \Delta f = \frac{i}{T_N}$, $gR_X(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right)$, tem-se que,

$$\hat{s}_i(t) = \left[r(t) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}} \right] * \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right)$$

Com o auxílio da propriedade da integral da convolução ⁷ obtém-se,

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}} \right] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T_N}\right) d\tau$$

o que amostrado em $t = 0$, resulta na seguinte equação:

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} \left[r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}} \right] d\tau \quad (48)$$

A [Equação 48](#) representa uma série de Fourier, uma vez que o espectro de $r(t)$ é amostrado em frequências $f_n = \frac{n}{T_a}$ (KLENNER, 2004). Aproximando a mesma equação por um somatório, e fazendo a substituição de variáveis, $\tau = nT_a$, $d\tau = dn \cdot T_a$ a [Equação 48](#) se transforma em:

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} \approx \frac{1}{T_N} \sum_{n=0}^{N_s-1} r[nT_a] \cdot e^{-j2\pi i \frac{nT_a}{T_N}} \quad (49)$$

Com o período de amostragem T_a dado por $T_a = \frac{T_N}{N_s}$, o sinal de recebido $r(t)$ é amostrado como $r[i] = r(iT_a)$. Ou seja, o sinal recebido é periódico em T_N sendo cada período amostrado em T_a . Reescrevendo a [Equação 49](#) como

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi i \frac{n}{N_s}} \quad (50)$$

obtém-se assim, a equação da transformada discreta de Fourier, a DFT (DINIZ; SILVA; NETTO, 2004), onde $0 \leq i \leq N_s - 1$. Conclui-se, de forma similar à transmissão que,

$$\hat{s}[n] = FFT \{r[n]\} \quad (51)$$

e que é a configuração do receptor OFDM mostrada na [Figura 11](#)

Elimina-se com isso, a necessidade dos N_s osciladores ou demoduladores inerentes à recepção multiplexada proposta na [Subseção 3.3.2](#), reduzindo a complexidade de implementação. Usando os algoritmos rápidos da transformada de Fourier discreta aliados ao avanço das técnicas de processamento de sinais, um sistema de transmissão e recepção OFDM é perfeitamente possível de ser implementado.

⁷ $g(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)h(t - \tau)d\tau$

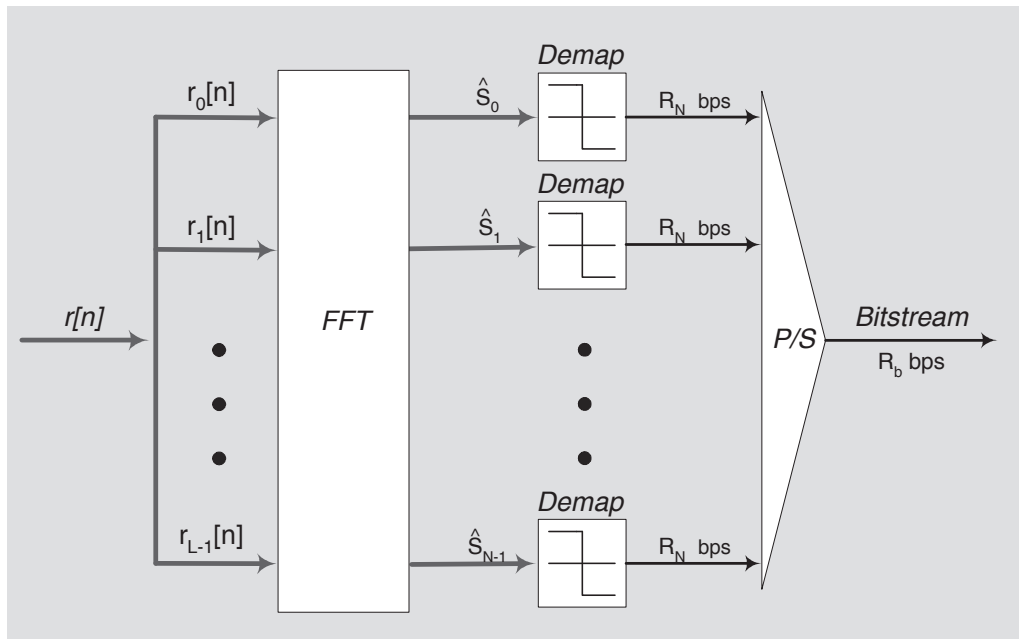


Figura 11 – Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que remove a simetria Hermitiana pois se considerou $N_s = \frac{L}{2}$ sub-símbolos OFDM na entrada do bloco Demap.

3.4.3 Extensão Cíclica

A interferência intersimbólica oriunda do espalhamento multipercurso, por sua vez provocado por transmissões em canais seletivos em frequência, é totalmente eliminada em um sistema de comunicação multiportadora se um intervalo de guarda entre símbolos subsequentes for usado. Comprova-se que se tal intervalo de guarda for ciclicamente estendido, ao invés de ausência de sinal (silêncio na transmissão) no intervalo, o desempenho do sistema melhora consideravelmente, pois elimina-se também a ICI mantendo a ortogonalidade das subportadoras (Proakis e Salehi 2007, Pinto e Albuquerque 2002). A Figura 12 ilustra a utilidade da extensão, também denominada prefixo cíclico CP (cyclic Prefix).

Note-se na Figura 12 que a duração do intervalo de guarda T_g tem que ser no mínimo igual ao máximo atraso do canal τ_{max} . Isso impede que parte da energia de um símbolo OFDM precedente seja “captada” pelo símbolo OFDM corrente.

Observe-se também que a inserção do CP aumenta o tempo do símbolo para $T = T_N + T_g$ e altera a resposta impulsiva do filtro de transmissão usado em cada subportadora do transmissor multiportadora para $gT_x = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N + T_g}\right)$. O ultimo efeito tem como consequência perda na SNR pelo descasamento dos filtros de transmissão e recepção, enquanto que o primeiro reduz a eficiência espectral para

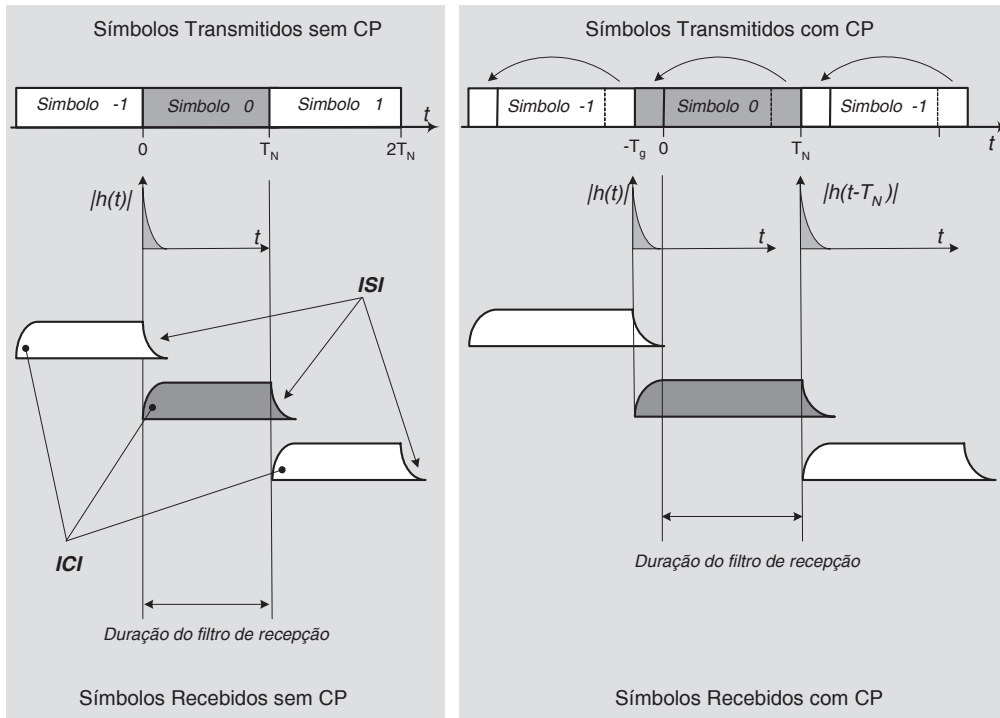


Figura 12 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI.

$$\mu = \frac{T_N}{T_N + T_g} = \frac{T_N}{T_N + T_g} \log_2(M) \text{ bit/s/Hz}$$

uma vez que o conteúdo do CP é uma repetição do final do símbolo para o início do mesmo, por isso não contém informação útil e é removido na recepção.

Convém ressaltar que a inserção do intervalo de guarda transforma a convolução linear do sinal de saída do transmissor $s[n]$ com a resposta impulsiva do canal $h[n]$ em uma convolução circular (Proakis e Salehi 2007, Hanzo et al. 2000), ou seja,

$$r[n] = s[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes s[n] = \sum_k h[k] s[n - k]_N \quad (52)$$

onde $[n - k]_N$ significa $[n - k]$ modulo N_s , $s[n - k]_N$ é uma versão periódica de $s[n - k]$ com período N_s e o operador \otimes designa a operação convolução circular. Conhecendo-se $h[n]$ no receptor, o sinal $s[n]$ pode ser recuperado a partir de:

$$\hat{s}[n] = IDFT \{S[i]\} = IDFT \left\{ \frac{R[i]}{H[i]} \right\}, \quad (53)$$

já que pela definição de DFT, a convolução circular no tempo corresponde à multiplicação em frequência dada por:

$$DFT\{r[n]\} = DFT\{s[n] \otimes h[n]\} \Rightarrow R[i] = S[i] \cdot H[i], \quad (54)$$

para $0 \leq i \leq N_s - 1$.

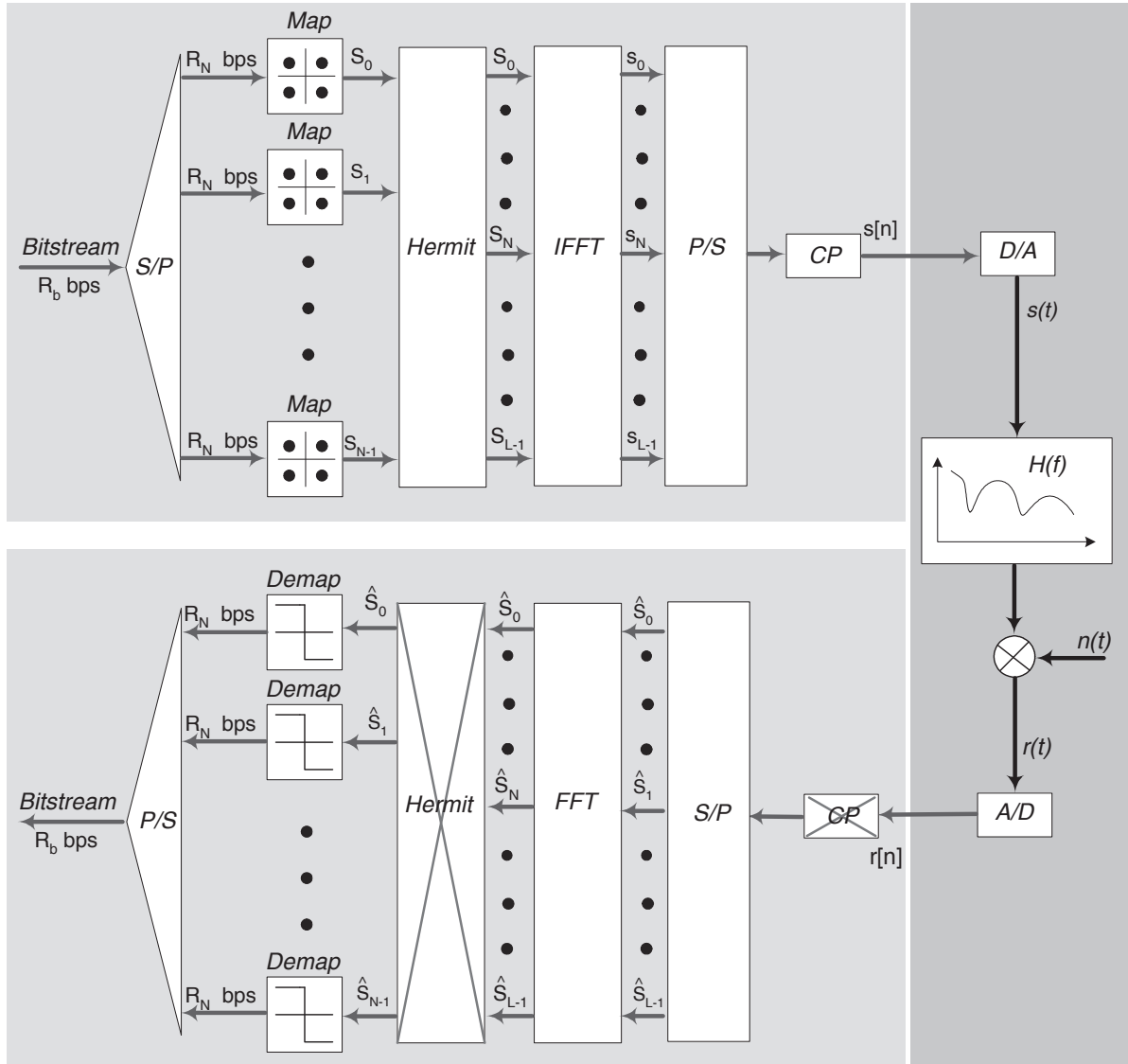


Figura 13 – Sistema OFDM Básico

Sob a denominação multiplexação por divisão de frequências ortogonais, sugere-se então um sistema básico de comunicação OFDM conforme mostrado na [Figura 13](#) (Lang 2012, Proakis e Salehi 2007).

Observe que as informações redundantes inerentes à simetria Hermitiana e ao intervalo de guarda são removidas (descartadas) na recepção (blocos marcados com X , na [Figura 13](#)). Vale informar que o bloco Hermit da [Figura 13](#) se torna desnecessário caso se pretenda obter sub-símbolos OFDM com coeficientes complexos, na saída do transmissor .

3.5 Desafios da Modulação Multiportadora

Assim como todo o sistema de comunicação, a multiplexação OFDM tem suas desvantagens. A quantidade de subportadoras, por exemplo, é um argumento que deve ser cuidadosamente determinado, pois dele depende o correto funcionamento do sistema em termos de potência do sinal, sincronismo, entre outros. Aliás, o sincronismo e os altos valores da razão entre a potência máxima e a potência média PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) de sinais traduzem-se nos principais desafios dos sistemas que aplicam esta técnica de multiplexação.

3.5.1 A Problemática do Alto Valor do PAPR

Um sinal OFDM é resultante da soma de vários sinais modulados independentes, cada um com fase diferente. Dessa soma, algumas subportadoras vão se interferir construtivamente e outras, de forma destrutiva, resultando assim num sinal com PAPR elevado. Elevados valores de PAPR distorce o sinal no transmissor, principalmente, devido à presença de componentes não lineares tais como, amplificadores de potência (PAs), conversores ADC e DAC e moduladores externos em caso de comunicações ópticas. As não linearidades resultantes, por sua vez, causam interferências dentro e fora da banda de transmissão. Além disso, durante a transmissão ao longo da fibra, o efeito Kerr cria distorções através da mistura de quatro ondas (FWM) entre subportadoras OFDM cuja intensidade depende do PAPR do sinal transmitido (Goebel et al. 2009).

Matematicamente, o PAPR de um sinal multiportadora, $x(t)$, é definido da seguinte forma:

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT_a} |x(t)|}{\frac{1}{NT_a} \cdot \int_0^{NT_a} |x(t)|^2 dt} \quad (55)$$

Geralmente, os sistemas comunicações sem fio utilizam PAs no lado do transmissor para obter a máxima eficiência de potência de saída. PAs normalmente operam próximo da região de saturação e as suas características não-lineares são muito sensíveis à diferença das amplitudes do sinal. Assim, o alto valor de PAPR sobre os PAs introduzirá intermodulação entre diferentes subportadoras e interferência nos sistemas. Esta interferência aumenta a taxa de erro de bits (BER). Além disso, alto PAPR requer que a relação entre a máxima potência de transmissão possível e a potência média de transmissão real OBO (*output backoff*) de um amplificador no transmissor seja elevado para que a amplificação do sinal seja linear (Senst e Ascheid 2009). Este tipo de amplificador normalmente, tem fraca eficiência energética.

Por seu lado, conversores Digital para Analógico (DAC) devem ter uma faixa dinâmica suficiente para acomodar os grandes picos dos sinais OFDM devido ao alto

PAPR. DAC de alta precisão, que suporta PAPR alto e com baixo ruído de quantização são caros, por outro lado, um DAC de baixa precisão é mais barato, mas apresenta ruído de quantização elevado.

3.5.2 Função Distribuição Cumulativa do PAPR

A razão entre a potência de pico e potência média do sinal OFDM é melhor visualizada estatisticamente. Para qualquer intervalo de um dado bloco, o valor da PAPR é uma quantidade aleatória uma vez que depende dos símbolos de dados.

A função de distribuição cumulativa (CDF) do PAPR é uma das medidas de desempenho mais utilizadas para as técnicas de redução de PAPR. Na literatura, a CDF complementar (CCDF) é comumente usada em vez da própria CDF. A CCDF do PAPR denota a probabilidade de PAPR de um bloco de dados exceder um determinado limiar. Em (Thompson 2005) uma expressão aproximada simples é derivada para a CCDF do PAPR de um sinal multiportadora com amostragem de taxa de Nyquist. A partir do teorema do limite central, as partes real e imaginária das amostras de sinal no domínio do tempo seguem uma distribuição gaussiana, cada uma com variância igual a 0,5 e média zero, para um sinal multiportadora com um grande número de subportadoras. Assim, a amplitude de um sinal multiportadora tem uma distribuição de Rayleigh, enquanto que a distribuição de energia se torna uma distribuição qui-quadrado, com dois graus de liberdade. A CDF da amplitude de uma amostra de sinal é dado por:

$$F(z) = 1 - e^{-z} \quad (56)$$

Assim, a CCDF do PAPR de um bloco de dados com amostragem de taxa de Nyquist é derivado como

$$\begin{aligned} P(\text{PAPR} > z) &= 1 - P(\text{PAPR} \leq z) \\ &= 1 - F(z)^{N_s} = 1 - [1 - e^{-z}]^{N_s} \end{aligned} \quad (57)$$

A expressão na Equação 57 pressupõe que as N_s amostras do sinal no domínio do tempo são mutuamente independentes e não correlacionadas. No entanto, essa condição não é verdadeira quando a super amostragem é aplicada. Além disso, esta expressão não é exata quando o número de subportadoras é pequeno, uma vez que uma hipótese gaussiana não se aplica neste caso. Portanto, houve muitas tentativas para obter uma distribuição mais precisa do PAPR. As CCDFs são normalmente comparadas num gráfico tal como mostra a Figura 14, que mostra as CCDFs do PAPR de um sinal OFDM para diferentes quantidades de subportadoras ($N_s = 2^k$, $k = 5, 6, \dots, 13$). Os eixos horizontal e vertical representam o limiar para o PAPR e a probabilidade de que o PAPR de um bloco de dados exceda este limiar, respectivamente.

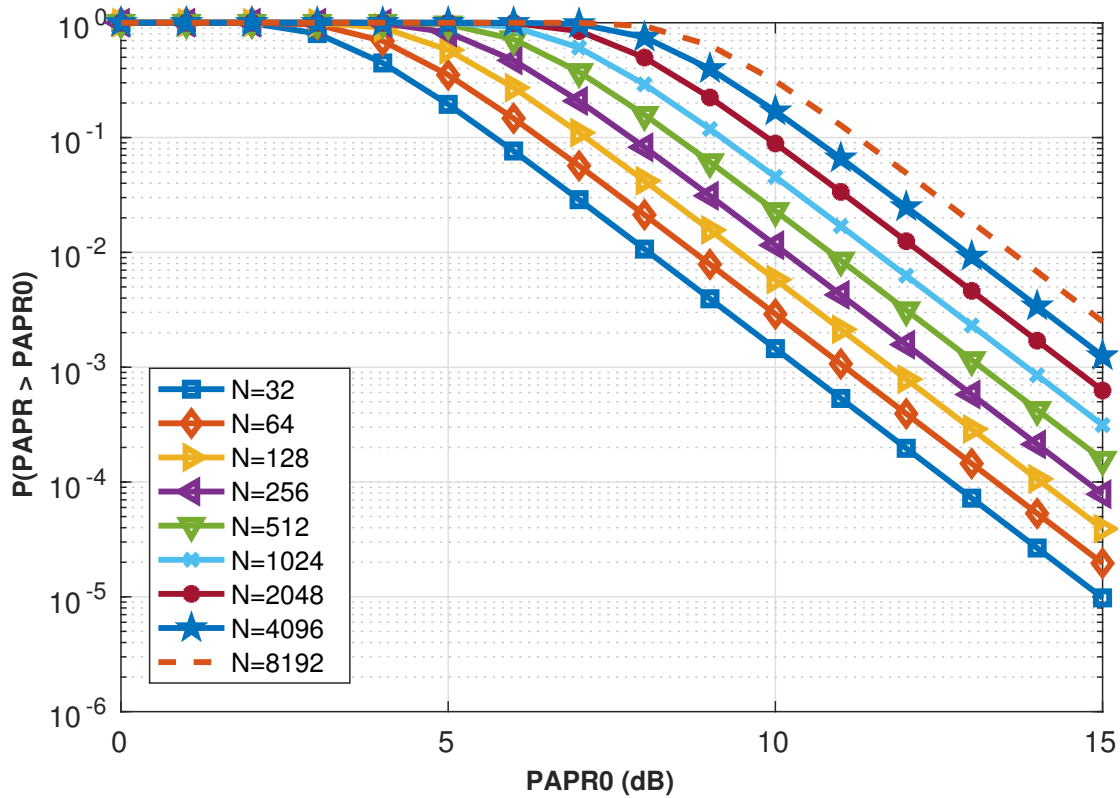


Figura 14 – CCDF do PAPR de um sinal OFDM para diferentes quantidades de subportadoras

Observa-se pela [Figura 14](#) a influência da quantidade de subportadoras (N_s) no valor do PAPR do sinal OFDM, obtido como resultado da simulação da [Equação 57](#). A medida que o valor N_s aumenta, a probabilidade do valor de PAPR exceder um determinado valor aumenta também. Por exemplo, para $N_s = 256$, a probabilidade do valor do PAPR exceder 10 dB é de 1%, enquanto que para $N_s = 2048$, 10% a probabilidade do sinal apresentar valor de PAPR superior a 10 dB é de 10%.

4 Técnicas de Redução de PAPR

Os Métodos de redução de PAPR tais como codificação (Li e Cimini 1997), mapeamento seletivo (Wilkinson e Jones 1995, Davis e Jedwab 1999), ou reserva de portadoras (*tone reservation*) (Krongold e Jones 2004), são projetados com base no uso de redundância. Um efeito aparente do uso da redundância para a redução da PAPR é a redução na taxa de transmissão.

A redução de PAPR também pode ser conseguida usando a constelação de sinal estendido, tal como injeção de portadoras (*tone injection*) (Tellado-Mourelo 1999, Wattanasuwakul e Benjapolakul 2005), particionamento em sequências parciais PTS (*Partial Transmit Sequence*) (Muller e Huber 1997), entrelaçamento de Bits ou de símbolos (*Bit or Symbol Interleaving*) (Hill et al. 2000, Eetvelt et al. 1996, Jayalath e Tellambura 2000), extensão da constelação ACE (*Active Constellation Extension*) (Krongold e Jones 2003). A desvantagem associada a estas técnicas é a demanda por maior potência e/ou maior complexidade de implementação.

4.1 Ceifamento de Pico e Filtragem

A mais simples das técnicas usada para reduzir o valor da PAPR consiste simplesmente em ceifar os picos de amplitude do sinal quando estes ultrapassem um dado nível preestabelecido. Por exemplo, usar um amplificador com um nível de saturação abaixo do nível máximo do sinal, fará com que o sinal à saída do mesmo seja ceifado. Na literatura, esta técnica é também conhecido como *clipping*.

Matematicamente, o *clipping* pode ser descrito pela seguinte equação:

$$x_c(t) = \begin{cases} x(t) & |x(t)| \leq A \\ Ae^{j\phi(x)} & |x(t)| > A \end{cases} \quad (58)$$

onde $\phi(x)$ é a fase do sinal $x(t)$ e A é um número positivo e representa o nível de corte. A Figura 15 ilustra um exemplo de um sinal OFDM após sofrer *clipping*. A Figura 15 .a apresenta o sinal original, por exemplo, na entrada de um amplificador de potência e a Figura 15 .b mostra o sinal ceifado com o nível de *clipping* $A = 1,5$.

Este método introduz distorções dentro da banda do sinal bem como alargamento do espectro para fora da banda do sinal, o que degrada o desempenho do sistema refletido em termos da taxa de erro de bit BER (*Bit Error Ratio*) e eficiência espectral dada em *bits/s/Hz*. As distorções dentro da banda do sinal não podem ser reduzidas através da filtragem, contrário ao alargamento espectral, que pode ser atenuado recorrendo-se à filtragem do sinal após *clipping*. A filtragem por sua vez, pode levar a um novo crescimento

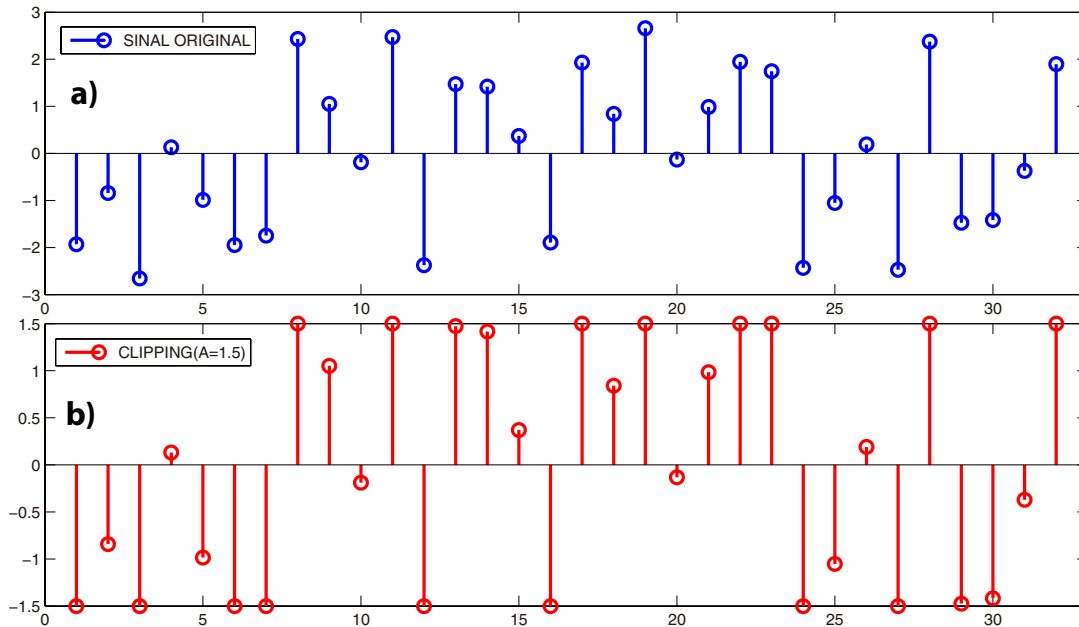


Figura 15 – Exemplo de ceifamento de pico em amostras de um sinal OFDM.

de pico, de forma que o sinal após o corte e filtragem exceda o nível de corte em algumas amostras (Han e Lee 2005). Para reduzir o recrescimento de pico, uma operação repetida de recorte e filtragem pode ser utilizada até que se atinja o nível de PAPR desejado. Com este método a redução de PAPR é conseguida às custas de um aumento da complexidade computacional. Uma versão melhorada do ceifamento é o janelamento de pico, o qual tenta minimizar o alargamento espectral, usando janelas em banda estreita tal como a janelas Gaussianas para atenuar os sinais de pico.

Os efeitos da clipagem podem ser significativamente reduzidos mediante o uso de *clipping* e filtragem em conjunto com outras técnicas de redução de PAPR. Existem algumas técnicas propostas para mitigar os efeitos nocivos do corte de amplitude. Em (Kim e Stuber 1999), é proposto um método iterativo para reconstruir o sinal ceifado, baseado no fato de que o ruído de clipagem é atenuado quando as decisões são feitas no domínio da frequência. Quando as decisões são convertidas de volta para o domínio do tempo, o sinal é recuperado, embora, isso possa não ser perfeito. Outra forma de compensar a degradação do desempenho do recorte é reconstruir as amostras cortadas com base nas outras amostras dos sinais superamostrados. Em (Saeedi et al. 2002) a reconstrução de sinal superamostrado é usada para compensar a degradação da relação sinal-ruído devido ao recorte para valores abaixo do limiar de corte. A estimativa e o cancelamento do ruído de clipagem propostos em (Chen e Haimovich 2003) exploram o fato do ruído ser gerado por um processo conhecido, que pode ser recriado no receptor e posteriormente removido.

Como o *clipping* é realizado no transmissor, o receptor precisa estimar o recorte ocorrido de maneira a poder compensar os símbolos OFDM recebidos em conformidade. Para isso, o receptor precisa estimar a localização e tamanho do corte, mas obter essas

informações não é uma tarefa fácil.

4.2 Codificação de Bits

A codificação também pode ser usada para reduzir o valor da PAPR. A ideia básica proposta em (Jones et al. 1994) consiste em selecionar aquelas palavras-chave que minimizam ou reduzem a PAPR do sinal a ser transmitido. No entanto, esta abordagem sofre da necessidade de realizar uma busca exaustiva para encontrar os melhores códigos e armazenar grandes tabelas de pesquisa para codificação e decodificação, especialmente quando o número de subportadoras é elevado. Além disso, esta abordagem não engloba o problema da correção de erros.

Uma abordagem mais sofisticada foi proposta em (Jones e Wilkinson 1996) onde os códigos são escolhidos baseados nas suas propriedades de correção de erro. Dessa forma, é possível usufruir dos benefícios da redução da PAPR e da correção de erros. Esta abordagem é simples de implementar mas requer um cálculo extensivo para encontrar bons códigos. Uma solução computacionalmente eficiente foi apresentada em (Tarokh e Jafarkhani 2000), mas não há garantia sobre a quantidade de redução de PAPR que pode ser obtida.

Em (Davis e Jedwab 1997) mostrou-se que é possível combinar a decodificação e correção de erros com a utilização de sequências complementares de Golay (com as suas excelentes propriedades de controle de PAPR) para se obter sinais com um PAPR de no máximo igual 2. No entanto, isso pode ser aplicado apenas à modulações do tipo M-PSK.

Considerando que a utilidade destas técnicas é limitada a sistemas multiportadoras com baixa quantidade de subportadoras e que é necessária uma busca exaustiva por um bom código, os benefícios reais da codificação para a redução de PAPR para sistemas práticos multiportadoras são limitados.

4.3 Transmissão de sequências Parciais - PTS

Nesta técnica, um bloco de dados de entrada de L símbolos é dividido em vários sub-blocos disjuntos. As subportadoras em cada sub-bloco são ponderadas por um fator de fase específico e são selecionados de tal modo que a PAPR do sinal combinado seja minimizada. A Figura 17 mostra o diagrama de blocos da técnica PTS, onde o bloco de dados de entrada X , de tamanho L , é particionado em M sub-blocos disjuntos tal que $X_k = [X_{k,1}, X_{k,2}, \dots, X_{k,K}]^T, k = 1, 2, \dots, K$, tal que $\sum_{k=1}^K X_k = X$ e os sub-blocos são combinados para minimizar a PAPR do sinal. A cada sub-bloco, são concatenados zeros e aplicado a operação IFFT com um tamanho de bloco igual a L . Cada sub-bloco na saída da IFFT (x_k), designada de sequência parcial transmitida (PTS), é combinado com um fator de fase complexa, também denominados de vetor b , $b_k = e^{(j\phi_k)}, k = 1, 2, \dots, K$,

obtendo-se assim, um sinal com menor valor de PAPR possível.

O sinal no domínio do tempo, após a combinação dos K sub-blocos, é dado por:

$$x'(b) = \sum_{k=1}^K b_k \cdot x_k \quad (59)$$

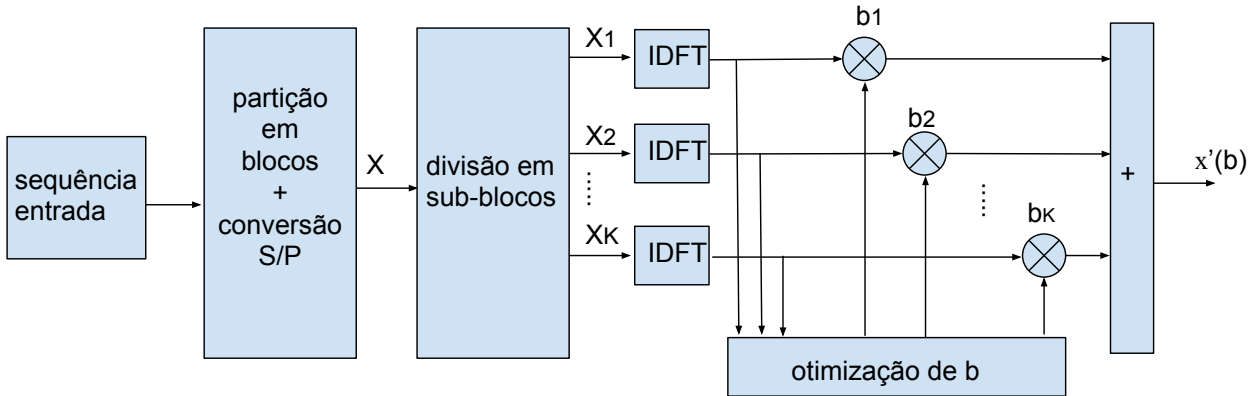


Figura 16 – Diagrama de bloco da técnica PTS.

O vetor b é gerado através de um processo de otimização, cuja função objetiva é dada por:

$$\max_{0 \leq k \leq L} |x'_k(b)| \quad (60)$$

Em geral, a seleção dos fatores de fase é limitada a um conjunto com um número finito de elementos, de forma a reduzir a complexidade da busca. O conjunto de fatores de fase permitidos é escrito como $P = \{e^{j2\pi l/W} \mid l = 1, 2, \dots, K\}$, onde W é o número de fatores de fase permitidos. Além disso, é possível definir $b_1 = 1$ sem qualquer perda de desempenho. Portanto, deve-se realizar uma busca exaustiva de $M - 1$ fatores de fase. Assim, W^{M-1} conjuntos de fatores de fase são pesquisados para encontrar o conjunto ideal de fatores de fase.

A complexidade de pesquisa aumenta exponencialmente com o número de sub-blocos K . O PTS necessita de K operações IFFT para cada bloco de dados e o número de bits de informação adicional que precisa ser transmitido ao receptor é $\lceil \log_2 W^{K-1} \rceil$, onde $\lceil y \rceil$ indica o menor inteiro que não excede y .

A quantidade de redução de PAPR depende do número de sub-blocos K e do número de fatores de fase permitidos W . Outro fator que pode afetar o desempenho de redução de PAPR em PTS é o particionamento de sub-bloco, que é o método de divisão das subportadoras em múltiplos sub-blocos disjuntos.

Existem três tipos de esquemas de particionamento de sub-blocos: partição adjacente, entrelaçada e pseudoaleatória, sendo que este último é o que apresenta melhores resultados (Muller e Huber 1997). Esta técnica funciona com um número arbitrário de

subportadoras e qualquer esquema de modulação. Conforme mencionado anteriormente, a técnica PTS, na sua versão originalmente proposta, sofre de aumento exponencial da complexidade de pesquisa. Para reduzir a complexidade da pesquisa, várias técnicas foram sugeridas. Em (Jayalath e Tellambura 2000) as iterações para atualizar o conjunto de fatores de fase são interrompidas assim que a PAPR cai abaixo de um limite predefinido. Em (Cimini e Sollenberger 2000, Tellambura 2001, Han e Lee 2004) são apresentados vários métodos para reduzir o número de iterações. Estes métodos conseguem uma redução significativa na complexidade da pesquisa com uma degradação residual na eficiência de redução da PAPR.

4.4 Mapeamento Seletivo - SLM

Na técnica SLM, o transmissor gera um conjunto de diferentes blocos de dados candidato, todos representando a mesma informação que o bloco de dados original, e seleciona o mais favorável para a transmissão (Muller e Huber 1997, Bauml et al. 1996). O diagrama de blocos da técnica SLM é mostrado na Figura 17. Cada bloco de dados é multiplicado por U seqüências de fases diferentes, cada uma com comprimento N , $B(u) = [b_{u,1}, b_{u,2}, \dots, b_{u,N}]^T$, $u = 1, 2, \dots, U$, resultando em U blocos de dados modificados. Para que o bloco de dados original seja incluído no conjunto dos blocos modificados, $B(1)$ é escolhido como sendo um vetor de comprimento N e cujos elementos tomam valores iguais a 1.

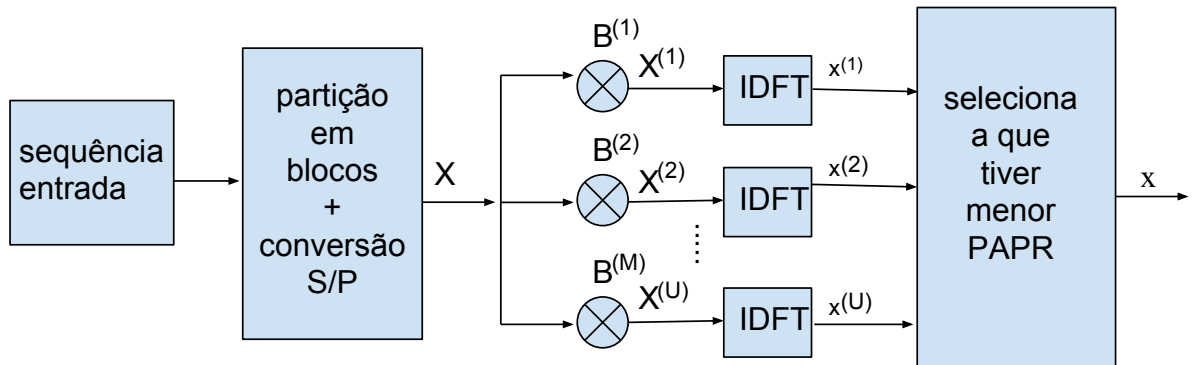


Figura 17 – Diagrama de bloco da técnica SLM.

Seja $X(u) = [X_1 \cdot b_{u,1}, X_1 \cdot b_{u,2}, \dots, X_1 \cdot b_{u,N}]^T$, $u = 1, 2, \dots, U$ um bloco de dados modificado pela u -ésima seqüência de fase. Após aplicar SLM ao X , o sinal multiportadora é dado pela seguinte expressão:

$$x^{(u)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N X_n \cdot b_{u,n} \cdot e^{j2\pi n \Delta f t}, 0 \leq t \leq NT_a, u = 1, 2, \dots, U \quad (61)$$

Dentre os blocos de dados modificados, $X(u)$, $u = 1, 2, \dots, U$, aquele que apresentar menor PAPR é selecionado para transmissão. As informações sobre a seqüência de fase

selecionada devem ser transmitidas ao receptor como informação adicional. No receptor, a operação inversa é realizada para recuperar o bloco de dados original. A técnica SLM necessita de U operações IDFT e o número de bits de informações adicionais necessários é $\lceil \log_2 U \rceil$ para cada bloco de dados. Esta abordagem é aplicável com todos os tipos de modulação e qualquer número de subportadoras. A quantidade de redução de PAPR para SLM é depende do número de sequências de fase U .

4.5 Intercalação de Símbolos

A técnica de intercalação, também conhecido como *interleaving*, é muito semelhante à técnica SLM. Nesta abordagem, um conjunto de intercaladores é usado para reduzir a PAPR do sinal multiportadora em vez de um conjunto de sequências de fase. Um intercalador é um dispositivo que opera em um bloco de N símbolos e reordena ou permuta-os. Assim, o bloco de dados $X = [X_0, X_1, \dots, X_N]^T$ torna-se $X' = [X_{\pi(0)}, X_{\pi(1)}, \dots, X_{\pi(N-1)}]^T \leftrightarrow \pi(n)$ é um mapeamento um-para-um $\pi(n) \in 0, 1, \dots, N - 1$ e para todo n . Para fazer K blocos de dados modificados, os intercaladores são utilizados para produzir blocos de dados permutados a partir do mesmo bloco de dados. O valor de PAPR dos $(K - 1)$ blocos de dados permutados e do bloco original são calculados, recorrendo a K operações de IDFT, e é então escolhido o bloco com menor PAPR para ser transmitido.

Para recuperar o bloco de dados original, o receptor precisa apenas saber qual entrelaçador foi usado no transmissor. Assim, o número de bits de informação adicionais necessários é de $\lceil \log_2 K \rceil$. Tanto o transmissor como o receptor, armazenam os índices de permutação $\pi(n)$ na memória. Assim, a intercalação e o seu processo inverso podem ser feitas de forma simples. A quantidade de redução de PAPR depende do número de entrelaçadores $(K - 1)$ e do projeto dos intercaladores.

4.6 Reserva de Subportadora -TR

A reserva de subportadora (tom) é uma técnica eficiente de redução de PAPR de um sinal multiportadora.

Baseia-se no seguinte princípio: Ao sinal original, no domínio do tempo, é adicionado um bloco de dados, com o objetivo de reduzir seus picos. Esse bloco pode ser facilmente calculado no transmissor e retirado no receptor. Nesta técnica, o transmissor não envia dados sobre um pequeno subconjunto de subportadoras que são otimizadas para a redução de PAPR (Tellado-Mourelo 1999).

O objectivo do TR é encontrar o sinal no domínio do tempo a ser adicionado ao sinal original x de modo a reduzir o valor de PAPR. Se ao vetor original X , no domínio da frequência, for somado um vetor $C = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1}]^T$, o novo sinal no domínio do

tempo pode ser representado como $x + c = IDFT \{X + C\}$, onde c é o sinal no domínio do tempo correspondente a C . A técnica TR restringe o bloco de dados X e o vetor de redução de pico C de forma a pertencerem a subespaços de frequência disjunta (isto é, $X_n = 0, n \in \{i_1, i_2, \dots, i_L\}$ e $C_n = 0, n \notin \{i_1, i_2, \dots, i_L\}$). As L posições não nulas em C são chamadas de portadoras de redução de pico.

Para encontrar os valores de $C_n, n \in \{i_1, i_2, \dots, i_L\}$, é preciso resolver um problema de otimização convexa, que pode ser facilmente modelado como um problema de programação linear (LP) (Han e Lee 2005). Para reduzir a complexidade computacional de LP, um algoritmo de gradiente simples é proposto em (Tellado-Mourelou 1999). No caso da modulação por multitom discreto DMT (*Discreet Multitone Modulation*), para sistemas de rede fixa, existem subportadoras cuja relação sinal-ruído (SNR) é demasiado baixo para se enviar qualquer informação, pelo que estas não devem ser utilizadas e estão disponíveis para redução de PAPR. Em sistemas sem fios, no entanto, praticamente não há nenhum tipo de *feedback* rápido e confiável sobre o estado canal para ditar se algumas subportadoras devem ou não ser utilizadas. Em vez disso, um conjunto de subportadoras devem ser reservadas independentemente do SNR recebido, resultando em um sacrifício de largura de banda (Han e Lee 2005).

4.7 Injeção de Subportadora -TI

A ideia básica aqui consiste em aumentar o tamanho da constelação para que cada um dos pontos na constelação original possa ser mapeado em vários pontos equivalentes na constelação expandida (Tellado-Mourelou 1999). Como cada símbolo de um bloco de dados pode ser mapeado em um dos vários pontos da constelação equivalente, esse grau de liberdade extra podem ser explorado para a redução da PAPR.

Este método é chamado injeção de tom porque substituir um ponto na constelação básica por um novo ponto na constelação maior é equivalente a injetar um tom, com frequência e fase apropriadas, no sinal multiportadora.

Suponha que a modulação de amplitude em quadratura (M-QAM) é usada como um esquema de modulação e a distância mínima entre os pontos de constelação é d . Então, a parte real de X_n, R_n , e a parte imaginária, I_n , podem assumir valores $\pm \frac{d}{2}, \pm \frac{3d}{2}, \dots, \pm \frac{(\sqrt{M}-1)d}{2}$, onde \sqrt{M} é igual ao número de níveis por dimensão. Suponha que $X_n = \frac{d}{2} + \frac{j \cdot 3d}{2}$. A modificação da parte real e / ou imaginária de X_n poderia reduzir o valor de PAPR do sinal de transmissão.

Para que o receptor consiga decifrar X_n corretamente, seu valor deve ser modificado de uma quantidade possível de ser estimado na recepção. Um caso simples seria transmitir $X_n = X_n + pD + jqD$, onde p e q são quaisquer valores inteiros e D é um número real positivo, conhecido no receptor. De acordo com (Tellado-Mourelou 1999), o valor de D deve

ser pelo menos $d\sqrt{M}$, de forma a não aumentar a BER no receptor. Geralmente, pontos de sinal equivalentes são espaçados por $D = \rho d\sqrt{M}$ com $\rho \geq 1$. Um algoritmo simples para encontrar as posições apropriadas das subportadoras a serem modificadas e o valor de p e q é dado em (Tellado-Mourello 1999). A única alteração em relação ao receptor padrão é uma operação módulo D após a decisão do símbolo. A quantidade de redução da PAPR depende do valor de ρ e do número de símbolos modificados num bloco de dados. A técnica TI pode ser mais problemática do que a técnica TR, uma vez que o sinal injetado ocupa a mesma banda de frequência que o sinal portador de informação. A técnica TI também pode resultar num aumento de potência do sinal transmitido, devido ao tom injetado.

4.8 Extensão da Constelação Ativa -ACE

A extensão da constelação ativa (ACE) é uma técnica de redução de PAPR semelhante à TI (Krongold e Jones 2003). Nesta técnica, alguns dos pontos exteriores da constelação são dinamicamente estendidos para o exterior da constelação original de tal modo que a PAPR do bloco de dados é reduzido. A ideia principal deste esquema é facilmente explicada no caso de um sinal multiportadora com modulação QPSK em cada subportadora.

Em cada subportadora existem quatro pontos possíveis na constelação, cada um situado num dos quadrantes do plano complexo e são equidistantes dos eixos real e imaginário. Assumindo ruído gaussiano branco, as regiões de decisão de máxima verossimilhança são os quatro quadrantes delimitados pelos eixos. Assim, a decisão de um símbolo de dados recebido é feito de acordo com o quadrante em que é observado. Qualquer ponto que esteja mais distante dos limites de decisão do que o ponto de constelação nominal (no quadrante apropriado) oferecerá maior margem, o que garante um BER menor. Isto permite portanto, a modificação de pontos de constelação sem nenhuma degradação no desempenho (Han e Lee 2005).

Este princípio é ilustrado na Figura 18, onde a região sombreada representa a região de margem aumentada para o símbolo de dados no primeiro quadrante. Se ajustado de forma inteligente, uma combinação destes sinais pode ser utilizada para cancelar parcialmente os picos do sinal de transmissão no domínio de tempo.

A ideia do ACE pode ser aplicada também a outras constelações, tais como, M-QAM e M-PSK, porque os pontos que se encontram nos limites externos das constelações têm espaço para aumentar a margem sem degradar a probabilidade de erro dos outros símbolos. Este esquema diminui ligeiramente a BER, enquanto reduz substancialmente a magnitude de pico de um bloco de dados. Além disso, não há diminuição na taxa de dados e nenhuma informação adicional precisa ser transmitida. No entanto, estas modificações aumentam a potência do sinal de transmissão e a utilidade deste esquema é bastante

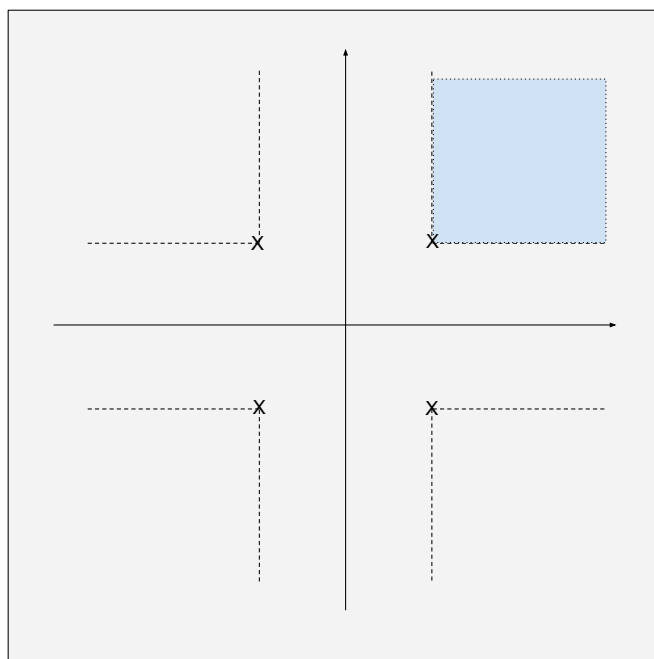


Figura 18 – Diagrama de bloco da técnica ACE.

restrita quando o tamanho da constelação é grande.

4.9 A Técnica DFT-Spread

DFT-Spread (*Discrete Fourier Transform Spread*) é uma técnica eficiente de redução de PAPR, bastante estudada em comunicações sem fio. Ela foi adotada nos sistemas de telefonia sem fio da quarta geração, conhecido como LTE (*Long-Term-Evolution*) para reduzir PAPR quando a comunicação é feita do terminal móvel para a estação base (sentido *uplink*). Esta técnica é essencialmente uma modulação uniportadora, visto que a FFT e a IFFT são funções (operações) inversas uma da outra e se cancelam (Yang et al. 2012). O fato de ser uniportadora faz com que o sinal DFT-S OFDM tenha menor PAPR que um sinal OFDM convencional. Nas comunicações ópticas, DFT-S OFDM foi proposto por vários autores (Yang et al. 2012, Li et al. 2012, Shieh e Tang 2010, Tang et al. 2010, Adhikari et al. 2012, Adhikari et al. 2013, Bai et al. 2016) como forma de mitigar as não linearidades impostas pela fibra óptica.

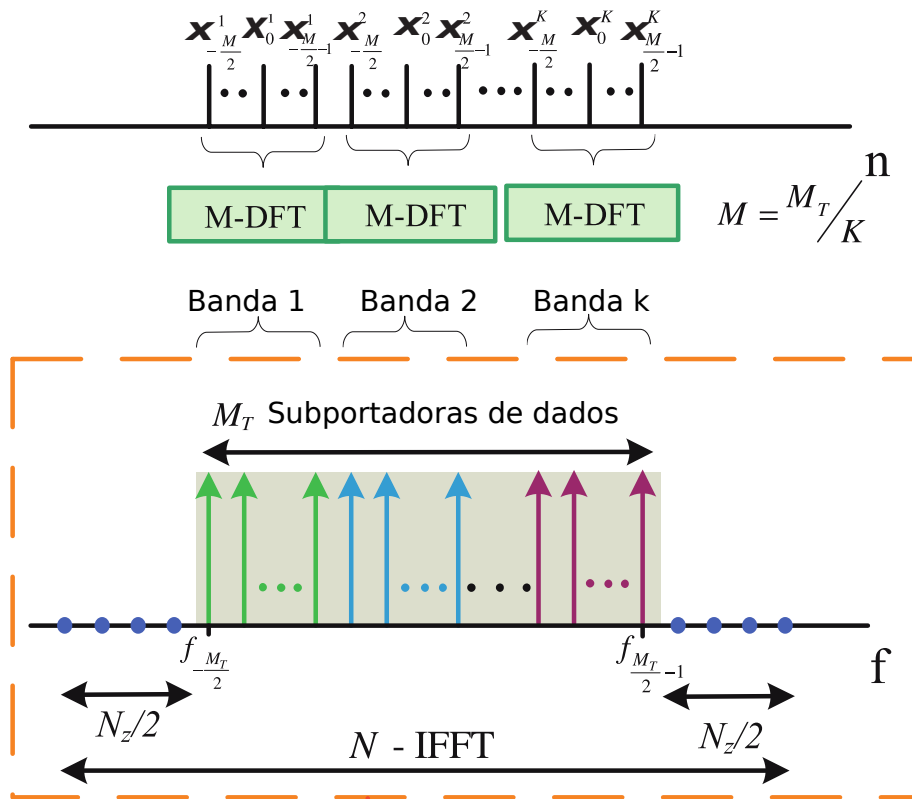


Figura 19 – princípio de funcionamento da técnica DFT-Spread.
Fonte: (Adhikari et al. 2013)

4.9.1 Princípio de Funcionamento do DFT-Spread

Um sinal DFT-S OFDM pode ser considerado como transformada de Fourier discreta de um sinal OFDM, onde os símbolos de dados, no domínio do tempo, são transformados para o domínio da frequência recorrendo à operação de DFT, antes de

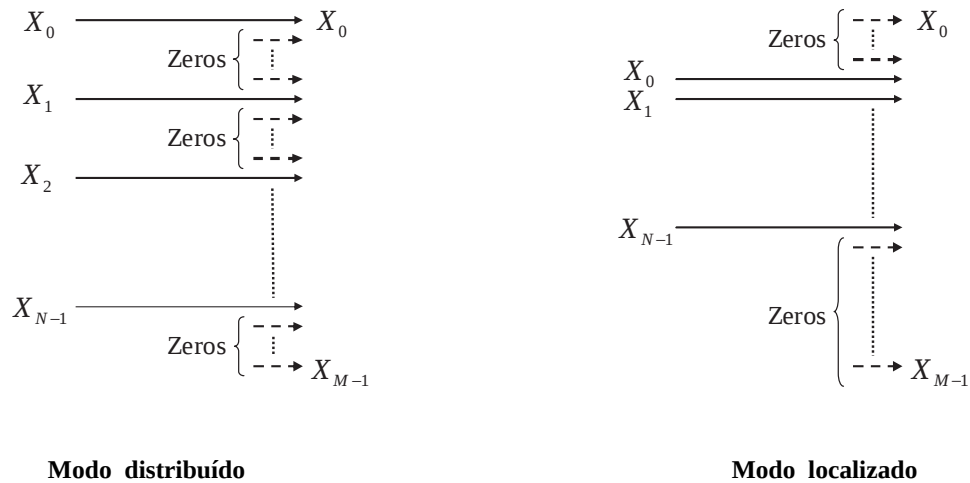


Figura 20 – Formas de mapeamento das subportadoras

passar pela modulador/multiplexador OFDM. Os $X_m^{k'}$ dados mapeados são divididos em K bandas, cada uma contendo M subportadoras. Cada uma das bandas é submetida a um bloco de DFT com M pontos. Após a aplicação da operação DFT, as K bandas são mapeadas num único bloco de IFFT conforme ilustrado na [Figura 19](#).

Existem dois métodos para mapear as subportadoras, como mostrado na [Figura 20](#). No modo distribuído, os dados na saída do FFT são distribuídos ao longo de toda a largura de banda (ao longo das entradas do bloco IFFT) com zeros ocupando subportadoras não utilizados, enquanto que no modo localizado, as subportadoras são ocupadas pelos dados de forma consecutiva. Embora o modo distribuído ofereça uma melhor redução de PAPR, ele torna-se ineficiente quanto a largura de banda do sinal é muito grande ([Shieh e Tang 2010](#)).

4.9.2 Aplicação em Múltiplas Bandas

A maioria dos métodos de mitigação das não linearidades propostas para CO-OFDM se aplicam igualmente bem a sistemas coerentes com portadora única e, portanto, não tira proveito da natureza multiportadora do formato CO-OFDM. Este método pode ser particularmente útil quando o sinal OFDM ocupa uma enorme largura de banda e for composta por múltiplas sub-bandas MB-OFDM (*Multiband OFDM*). No entanto, para sistemas de 100 Gb/s de taxa ou superior, a dispersão da fibra desempenha um papel importante, induzindo um rápido descasamento de velocidade de grupo (*walk-off*) entre subportadoras. Neste caso, PAPR desses sinais torna-se um valor transitório durante a transmissão devido à dispersão da fibra, tornando assim a redução de PAPR no transmissor ineficaz ([Shieh e Tang 2010](#)).

Em contraste, se a abordagem de redução de PAPR for executada com base em sub-bandas, e devido ao fato de cada sub-banda ocupar um espectro muito mais estreito, o

valor de PAPR do sinal dentro de cada sub-banda pode manter-se relativamente inalterada após propagar por longas distâncias. Isso resulta numa maior robustez a não linearidades dentro e fora da banda. Existe uma relação de compromisso entre a largura de banda das sub-bandas e a eficiência deste método. Caso a largura das sub-bandas seja muito grande, o efeito da dispersão torna a mitigação de PAPR ineficiente. Por outro lado, se for muito estreita, haverá uma maior interação entre as sub-bandas, gerando um elevada interferência entre si e conseqüentemente, piora o desempenho do sistema.

Apesar de ser um método eficiente de redução de PAPR, DFT-S OFDM apresenta um aumento da complexidade computacional devido ao DFT(IFFT) adicional. Segundo (Yang et al. 2012), usando o algoritmo *radix-2 Colley-Turkey algorithm* para estimar a complexidade computacional, são necessárias $(\frac{N}{2} \cdot \log_2 [N])$ multiplicações complexas (ignorando as operações de soma por questões de simplicidade). A título de exemplo, considere um sistema baseado na técnica “DFT-Spread” que usa quatro sub-bandas com 16 pontos de FFT cada e 128 pontos de IFFT. Para as quatro sub-bandas com 16 pontos de FFT, são necessários $4 \cdot \frac{16}{2} \cdot \log_2(16) = 128$ multiplicações, enquanto que para toda a banda com 128 pontos de IFFTs, são necessários $\frac{128}{2} \cdot \log_2(128) = 448$ multiplicações. As quatro operações de FFT, representam um aumento da complexidade computacional e corresponde a $\frac{128}{448} = 28,6\%$.

4.9.3 A Técnica FHT-Spread

Recentemente, OFDM baseado na transformada rápida de Hartley FHT (*Fast Hartley Transform*) foi proposta como alternativa ao OFDM baseado no IFFT/FFT (DFT-OFDM) quando se pretende que o sinal em banda base tenha coeficientes reais (Moreolo et al. 2012). Ao contrário do DFT-OFDM, OFDM baseado na transformada discreta de Hartley (DHT-OFDM) é uma transformação trigonométrica real, ou seja, não precisa de recorrer à simetria Hermitiana para gerar símbolos OFDM com coeficientes reais. Além disso, DHT-OFDM usa o mesmo algoritmo para multiplexar e demultiplexar os dados, ou seja, a transformada direta e a transformada inversa usam o mesmo algoritmo. Isto faz com que a complexidade computacional exigida para implementação do DHT-OFDM seja metade a requerida pelo DFT-OFDM. Segundo (Moreolo et al. 2012), para o mesmo número de subportadoras de dados, um sinal DHT-OFDM mapeados em BPSK possui o mesmo desempenho que um sistema DFT-OFDM com modulação 4-QAM. O problema relacionado a esta técnica prende-se ao o fato dela só ser aplicável a constelações unidimensionais.

4.10 OFDM com Envoltória Constante - CE-OFDM

Em 2008, (Thompson et al. 2008) propuseram uma técnica de transformação do sinal OFDM que se baseia na modulação de fase elétrica, cujo sinal resultante possui envoltória constante CE (*Constant envelope*) e que consegue reduzir o valor de PAPR para 0 dB. Embora o foco do trabalho proposto por (Thompson et al. 2008) fosse combater as não linearidades encontradas nas transmissões feitas em canais sem fios, essa ideia é de particular interesse para as comunicações ópticas. Sinais com alto valor de PAPR, ao se propagar na fibra óptica, geram distorções e também, devido à saturação dos dispositivos não lineares, quando as amplitudes do sinal de entrada ultrapassem um certo limite são ceifados (*clipping*), levando a ocorrência de vazamento espectral e conseqüentemente ocorrência da ISI (Chanda et al. 2004).

4.10.1 Envoltória Constante Usando Modulador de Fase Óptico

A Figura 21 ilustra uma das formas de gerar um sinal CO-OFDM óptico com envoltória constante. No transmissor, o modulador IQ convencional é substituído por um modulador de fase óptico resultando num sinal óptico com um PAPR ótimo de 0 dB. Este método requer que o sinal OFDM elétrico que modula uma portadora óptica seja real. Para gerar um sinal OFDM (banda base) com coeficientes reais, recorre-se a um artifício matemático designado de Simetria Hermitiana.

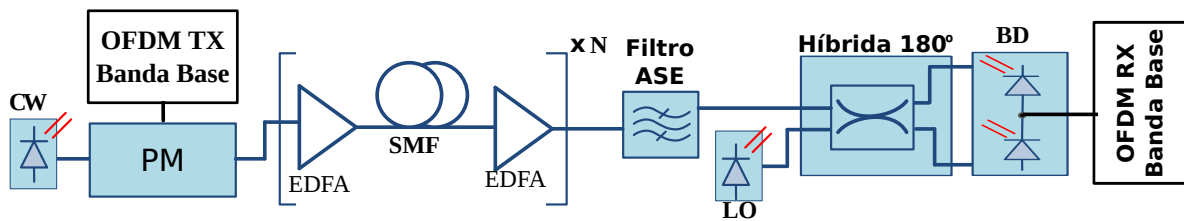


Figura 21 – CO-CE-OFDM usando um modulador de fase óptico

ASE: Ruído espontâneo amplificado (*amplified spontaneous emission*); BD: Detector balanceado; CW: Laser de feixe contínuo (*continuous wave laser*); EDFA: Amplificador óptico a fibra dopada com Érbio; FO: Filtro óptico; LO: Oscilador Local; PM: Modulador de fase óptico; SSMF: Fibra monomodo padrão (*Standard Single Mode Fiber*)

Após inserção do prefixo cíclico, o sinal OFDM elétrico gerado é dado por:

$$x(t) = C \cdot \sum_{k=1}^{N_s-1} \left\{ \text{Re}[X(k)] \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) - \text{Im}[X(k)] \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) \right\} \quad (62)$$

onde, $\{X(k)\}_{k=1}^{N_s-1}$ representa os símbolos mapeados em M-QAM, $T = \frac{N}{F_s}$ representa a duração do símbolo OFDM, $N = 2N - s + 2$ é o número de entradas do bloco IFFT, F_s é a taxa de amostragem, e C uma constante que normaliza a variância de $x(t)$. O sinal

óptico resultante após a modulação de fase é dado por:

$$\psi(t) = 2\pi hx(t) + \phi_{LD}(t) \quad (63)$$

onde h representa o índice de modulação de fase e $\phi_{LD}(t)$ representa o ruído de fase do laser no transmissor.

O parâmetro h desempenha um papel importante em sistemas CE-CO-OFDM e está diretamente ligado à largura do espectro ocupado pelo sinal óptico e também ao desempenho do sistema (Deng et al. 2013). Se por um lado, a potência das bandas laterais aumentam com o valor de h resultando num aumento da sensibilidade do sistema, por outro lado, o aumento de h aumenta a probabilidade de erro de fase devido à ambiguidade de fase na faixa $[0 - 2\pi]$, causando degradação do desempenho. Portanto, o valor de h deve ser otimizado para cada sistema.

No receptor, os blocos de conversão do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico e pré-processamento elétrico são os mesmos utilizados no receptor de CO-OFDM convencional. Devido à transformação não linear da modulação de fase, a equalização no domínio da frequência (FDE), que pode ser implementada por um equalizador de um único estágio (*tap*), deve ser feita antes da demodulação fase. Uma operação de IFFT adicional é necessária porque a demodulação de fase precisa ser realizada no domínio de tempo. O demodulador de fase é implementado usando a função arco-tangente seguido por um bloco *unwrap*¹ para evitar saltos de fase no caso em que a fase do sinal recebido atravessa a fronteira 2π radianos. O sinal na saída do demodulador de fase é dado por (Yi et al. 2016):

$$r(n) = 2\pi hm(n) + \phi_{LD}(n) - \phi_{LO}(n) \quad (64)$$

onde $\phi_{LD}(t)$ representa o ruído de fase do laser no receptor. Na Equação 64 é possível observar que o ruído de fase que é multiplicativo no sistema CO-OFDM convencional, se torna aditivo após a demodulação de fase. Uma vez que a largura de banda do ruído de fase é definida pela largura de linha do laser e esta é muito menor que a largura de banda do sinal, é possível eliminar o efeito do ruído de fase, zerando (não preenchendo com dados) algumas subportadoras centrais do sinal OFDM em banda base.

Por possuir menor PAPR do que CO-OFDM convencional, CE-CO-OFDM é menos sensível às não linearidades da fibra óptica, geradas pelo aumento da potência óptica, ou pela fibra compensadora da dispersão, oferecendo um desempenho muito melhor que o sistema convencional (Deng et al. 2013, Hoyningen-Huene et al. 2011).

Um das desvantagens deste método é o aumento da largura de banda do sinal óptico que é aproximadamente o dobro da banda ocupada pelo sistema convencional (Deng et al. 2013, Hoyningen-Huene et al. 2011). Outro ponto negativo, é que este

¹ Função que corrige os desvios de fase quando dois símbolos consecutivos apresentarem uma diferença de fase superior a 2π

método gera um sinal óptico com duas bandas laterais e ambas precisam ser transmitidas para que o sinal óptico possa manter as características de envoltória constante. Contudo, devido ao fato de em meios que introduzem dispersão, diferentes componentes espectrais se propagam com velocidades diferentes e sofrem diferentes desvios de fase, causando variações de amplitude do sinal CE-CO-OFDM e limita a potência óptica máxima suportada em regime não linear (Hoyningen-Huene et al. 2011).

4.10.2 Envoltória Constante Usando Modulador de Fase Elétrico

A técnica, segundo a proposta de (Silva 2011) para sistemas IM-DD, consiste em modular a fase de uma portadora elétrica com sinais OFDM convencionais, de coeficientes reais, para reduzir para 3 dB o valor da PAPR do referido sinal. Dessa forma, atenua-se bastante as distorções provenientes de amplificadores de potência e modulador MZM utilizados no transmissor óptico. Modular a fase de uma portadora elétrica com um sinal OFDM resulta em um sinal multiportadora em banda passante com envoltória e potência instantânea constante, doravante denominado de sinal OFDM com envelope constante (CE-OFDM). Este origina-se portanto, de um mapeamento cujo “mapeador” é um modulador de fase que tem como principal vantagem reduzir ou até mesmo anular a PAPR de sinais multiportadoras convencionais.

Se $x(t)$ representa o sinal OFDM em banda base, o sinal CE-OFDM em banda passante $c(t)$, é dado por:

$$c(t) = A \cos [2\pi f_c t + 2\pi h \cdot C_N \cdot x(t)], \quad (65)$$

onde A é a amplitude do sinal, f_c é a frequência central da portadora elétrica, h é o índice de modulação elétrica e C_N uma constante que normaliza a variância do sinal. Neste caso, a potência de pico é dado por $|A|^2$, a potência média por $\frac{|A|^2}{2}$ e, conseqüentemente, o valor da PAPR dado por $\frac{|A|^2}{|A|^2/2} = 2 = 3 \text{ dB}$.

A Figura 22 ilustra o princípio de funcionamento da modulação CE-OFDM. O sinal na saída do multiplexador OFDM de PAPR elevado é transformado em um sinal de PAPR baixo por um deslocamento em frequência realizado por um modulador de fase analógico antes de sua inserção no canal de comunicação. Realiza-se na recepção a transformação inversa através de um demodulador de fase, o qual realiza a conversão do sinal da banda passante para a banda base, antes do demodulador OFDM convencional.

Por motivos de adaptação em sistemas ópticos, esta é ligeiramente diferente da concepção original detalhada em (Thompson et al. 2008), a qual, designada para comunicação em tecnologias sem fio reduz a PAPR para 0 dB utilizando-se de uma exponencial complexa antes de um amplificador para maximizar sua eficiência de potência.

Este processo de redução de PAPR de sinais OFDM, mostrou-se bastante eficaz

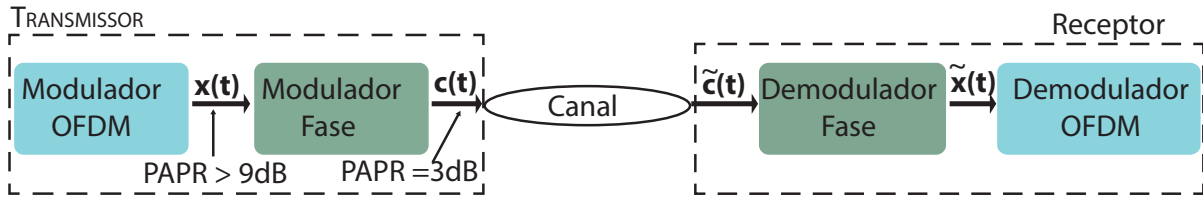


Figura 22 – Implementação da técnica CE-OFDM, usando um modulador de fase elétrico

no combate das distorções em canais sem fios estudadas por (Thompson et al. 2008). Em sistemas IMDD estudados por (Silva 2011) porém, à custa de um alargamento espectral que deve ser considerado na intenção de aplicar esta técnica para reduzir efeitos de não linearidades inerentes a outros sistemas de comunicação.

5 OFDM em Sistemas de Comunicação via Fibra Óptica

Devido à forma eficiente de combater as não linearidades resultantes da propagação multipercurso, alta eficiência espectral e facilidade de equalização no domínio da frequência, a multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) tem atraído bastante interesse em comunicações ópticas.

Duas arquiteturas foram propostas para a implementação da OFDM em sistemas ópticos. OFDM óptico com detecção direta DDO-OFDM (*Direct Detection Optical OFDM*) e OFDM óptico com detecção coerente CO-OFDM (*Coherent Optical OFDM*). Estas duas técnicas diferem uma da outra, basicamente, pela sua eficiência espectral e pela complexidade do transmissor e do receptor (Hoyningen-Huene et al. 2011). CO-OFDM é visto como potencial candidato para melhorar os sistemas ópticos comerciais instalados, por apresentar boa eficiência espectral, escalabilidade para modulações de mais alta ordem, grande tolerância à dispersão cromática e dispersão por modo de polarização (Deng et al. 2013). No entanto, apesar de ser imune aos problemas lineares apresentados pela fibra, o alto valor da razão entre a potência de pico e a potência média dos sinais OFDM causam grandes flutuações de intensidade ao longo da fibra de transmissão, tornando CO-OFDM susceptível a não linearidades da fibra e do modulador Mach-Zehnder. Estas não linearidades, por sua vez, limitam a potência de inserção em cada trecho de fibra (*span* de fibra) e a distância de transmissão (Adhikari et al. 2013).

5.1 Sistemas com Modulação de Intensidade e Detecção Direta

DDO-OFDM tem muitas mais variantes do que CO-OFDM. Isto decorre principalmente da maior gama de aplicações devido ao seu menor custo. Por exemplo, a variante do DDO-OFDM proposta em (Pan e Green 1996), tira vantagem do fato do sinal OFDM ter maior imunidade ao ruído provocado pelo *clipping* em redes de acesso de televisão a cabo (CATV). Outro exemplo é OFDM óptico com banda lateral única, propostos por (Lowery et al. 2006, Djordjevic e Vasic 2006), visando transmissão em longas distâncias. Em (Tang e Shore 2007, Jin et al. 2008) propuseram um OFDM óptico (AMO-OFDM) com modulação adaptativa, onde se usa balanceamento de bits e de potência. Isto mostrou resultados promissores tanto para ligação SMF como para fibra multimodo de curto alcance. Geralmente, DDO-OFDM é classificado em duas categorias de acordo com o sinal OFDM óptico é gerado: DDO-OFDM com mapeamento linear (LM-DDO-OFDM), onde o espectro óptico OFDM é uma réplica de OFDM de banda de base e DDO-OFDM não linearmente

mapeado (NLM-DDO-OFDM), em que o espectro óptico não representa uma réplica do espectro do sinal em banda base.

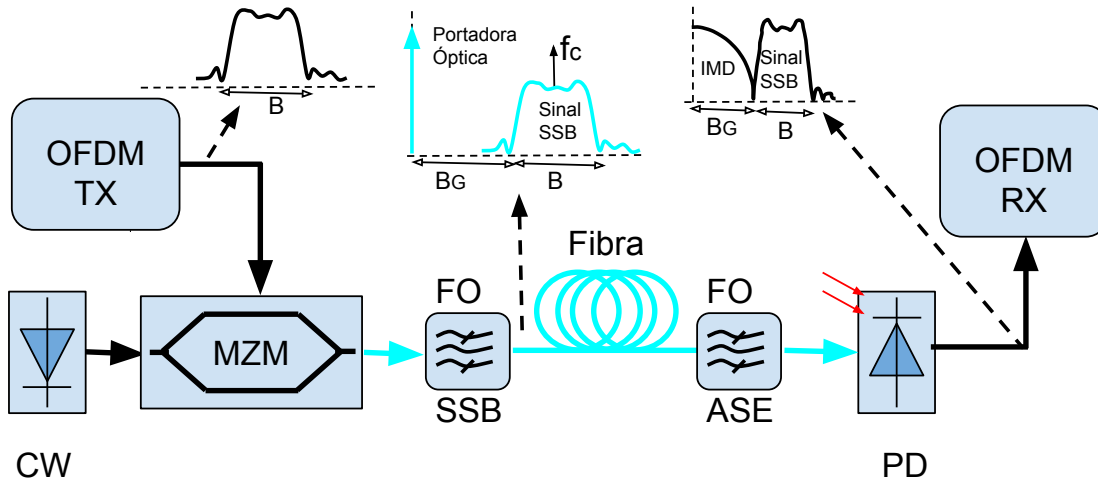


Figura 23 – Possível arquitetura para implementação de sistemas DDO-OFDM

Conforme ilustrado na [Figura 23](#), o espectro do sinal óptico de um sistema LM-DDO-OFDM na entrada da fibra óptica é uma cópia linear do sinal na saída do transmissor OFDM (OFDM TX) acrescentado de uma portadora óptica, cuja potência é tipicamente 50% superior à potência do sinal. Para este tipo de sistema, é preciso deixar uma banda de guarda (B_G) igual à banda do sinal (B) entre a portadora óptica (f_0) e a frequência central do sinal (f_c), ou seja, $f_c \geq f_0 + \frac{3}{2}B$ (Shieh e Djordjevic 2009).

Matematicamente, este tipo de sistema pode ser descrito por:

$$s_o(t) = e^{j2\pi f_0 t} + \alpha \cdot e^{j2\pi(f_0 + f_\Delta)t} \cdot x(t) \quad (66)$$

onde, $s_o(t)$ é o sinal OFDM óptico, f_Δ representa a banda de guarda entre a potência óptica e a frequência central do sinal, α representa a razão entre a potência do sinal e a potência óptica e $x(t)$ representa o sinal OFDM em banda base dado por:

$$x(t) = \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{fft}+1}^{\frac{1}{2}N_{fft}} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (67)$$

onde c_k e f_k são, respectivamente, os símbolos de informação e a frequência de cada subportadora.

Após propagação em uma fibra que introduz dispersão, o sinal OFDM pode ser aproximado por:

$$r(t) = e^{j(2\pi f_0 t + \Phi_D(-f_\Delta) + \phi(t))} + \alpha \cdot e^{j2\pi(f_0 + f_\Delta)t + \phi(t)} \cdot \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{fft}+1}^{\frac{1}{2}N_{fft}} c_k e^{j2\pi f_k t + \Phi_D(f_k)} \quad (68)$$

onde $\Phi_D(f_k) = \pi \cdot c \cdot D_t \cdot \frac{f_k^2}{f_0^2}$, representa o atraso causado pela dispersão cromática, D_t é a dispersão total medido em picossegundo por nanometro [ps/nm], f_0 representa a frequência da portadora óptica e c representa a velocidade de propagação da luz no vácuo.

Na recepção, após o sinal passar por um fotodetector, a corrente resultante $I(t)$ é dado pela seguinte expressão:

$$I_{IMDD}(t) \propto |r(t)|^2 = 1 + 2\alpha \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_{\Delta} t} \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{fft}+1}^{\frac{1}{2}N_{fft}} c_k e^{j2\pi f_k t + \Phi_D(f_k) - \Phi_D(-f_{\Delta})} \right\} + |\alpha^2| \sum_{k_1=-\frac{1}{2}N_{fft}+1}^{\frac{1}{2}N_{fft}} \sum_{k_2=-\frac{1}{2}N_{fft}+1}^{\frac{1}{2}N_{fft}} c_{k_2}^* c_{k_1} e^{j2\pi(f_{k_1} - f_{k_2})t + \Phi_D(f_{k_1}) - \Phi_D(f_{k_1})} \quad (69)$$

O primeiro termo da [Equação 69](#) representa uma componente DC, que pode ser facilmente filtrada. O segundo termo é o termo fundamental que consiste em subportadoras OFDM lineares que devem ser recuperadas. O terceiro termo são as não linearidades de segunda ordem que precisam ser removidas.

Para minimizar os efeitos do termo de não linearidades, as seguintes técnicas foram propostas:

- Uma banda de guarda suficiente é alocada de tal forma que os espectros de RF de segundo e terceiro termos não se sobrepõem. Como tal, o terceiro termo na [Equação 69](#) pode ser facilmente removido usando um filtro RF ([Lowery et al. 2006](#)).
- O coeficiente α é reduzido tanto quanto possível de tal modo que a distorção resultante do terceiro termo é reduzida para um nível aceitável ([Djordjevic e Vasic 2006](#)).
- Se somente as subportadoras ímpares forem preenchidas, isto é, c_k é diferente de zero apenas para as subportadoras ímpares, a intermodulação de segunda ordem será em subportadoras par, que são ortogonais ao sinal original nas frequências de subportadora ímpares. Subsequentemente, o terceiro termo não produz qualquer interferência ([Peng et al. 2008](#)).
- Redução distorcida Iterada: A ideia básica consiste em fazer várias iterações de estimativa do termo linear e calcular o termo de segunda ordem usando a estimativa do termo linear, removendo o termo de segunda ordem na [Equação 69](#) ([Peng et al. 2008](#)).

Existem vantagens e desvantagens para todas as quatro abordagens. Por exemplo, a primeira técnica apresenta baixa eficiência espectral. A utilização de técnicas de otimização para redução dos efeitos não lineares bem como a banda de guarda necessária foi proposta em ([Pereira et al. 2015](#)). A segunda abordagem tem a vantagem de uma melhor eficiência espectral, mas a sensibilidade do receptor é sacrificada. A quarta abordagem tem boa

eficiência espectral e sensibilidade do receptor, mas à custa de uma elevada complexidade computacional.

5.2 Sistemas Ópticos com Detecção Coerente

Sistemas ópticos com detecção coerente foram extensivamente estudados na década de 80, principalmente, por causa da melhor sensibilidade ao ruído apresentado pelos receptores coerentes. Inicialmente, esses estudos visavam aumentar a distância de transmissão sem ter que recorrer a repetidores. Contudo, os rápidos avanços verificados nas redes WDM (*wavelength-division multiplexing*) que emprega a modulação de intensidade e detecção direta (IM-DD) e o surgimento do EDFA (*erbium-doped fiber amplifier*) fizeram com que deixasse de haver interesse em sistemas ópticos com detecção coerente por um longo período.

Em 2005, após (Tsukamoto et al. 2005) demonstrar um sistema óptico coerente cuja recuperação da fase e da portadora eram feitas no domínio digital, voltou a crescer o interesse neste tipo de sistemas. Os principais motivos do renovar do interesse pelos sistemas coerentes digitais advém do fato deste permitir a utilização de vários formatos de modulação espectralmente eficientes, tais como, M-PSK (*M-ary phase-shift keying*) e M-QAM (*M-ary quadrature-amplitude modulation*) e uma estável recuperação da fase e frequência no domínio digital, dispensando assim a necessidade de usar o circuito de bloqueio da fase da portadora óptica OPLL (*optical phase-locked loop*) óptico. Além disso, o fato da conversão opto-elétrico ser um processo linear, faz com que a fase do sinal seja preservada após a detecção e como tal, fenômenos lineares como a dispersão cromática e dispersão por modo de polarização podem ser compensados digitalmente. Estas vantagens oferecidas pelo receptor óptico coerente trazem um potencial enorme para inovar os sistemas ópticos atualmente existentes.

Recentemente, sistemas de transmissão a 100 Gbit/s, que empregam a modulação 4PSK, multiplexação por divisão de polarização PDM (polarization-division multiplexing), e com detecção homódina assistida por um DSP de alta velocidade e com uma taxa de símbolo de 25 Gbaud foi desenvolvido e aplicado em redes comerciais (Kikuchi 2016).

5.3 História dos Sistemas Ópticos Coerentes

As pesquisas relacionadas com sistemas de comunicação através da fibra óptica datam do início da década de 1970. Tais sistemas baseiam-se na modulação de intensidade e detecção direta (IM-DD) e, ainda hoje, é amplamente utilizado em comunicações ópticas. Sistemas IM-DD possui uma vantagem que consiste no fato da sensibilidade do receptor ser independente da fase da portadora e do estado da polarização SOP (*state of polarization*)

do sinal de entrada, que varia de forma aleatória em sistemas reais (Kikuchi 2016).

Por outro lado, um receptor no qual o sinal óptico é misturado com o oscilador local LO (*local oscillator*) a fim de extrair a fase do sinal é designado de receptor coerente, dos quais fazem parte receptores homódinos e receptores heteródinos. O primeiro sistema óptico com detecção coerente (detecção heteródina) proposto em (DeLange 1970) no início dos anos 70 não se revelou muito atrativo. Contudo, após alguns autores (Okoshi e Kikuchi 1980, Favre e Guen 1980), de forma independentemente, terem demonstrados uma estabilização precisa da frequência dos lasers semicondutor para receptores heteródinos, muitas demonstrações com sistemas ópticos com detecção coerente começaram a ser publicados.

Tabela 1 – Comparação entre sistemas ópticas coerentes e IM-DD

	Coerente	IM-DD
Parâmetros de Modulação	I e Q ou Amplitude e Fase	Intensidade
Detecção	Heteródino ou Homódino	Detecção Direta
sensibilidade à fase da portadora	Sim	Não
sensibilidade à polarização	Sim	Não

A Tabela 1 apresenta uma comparação entre sistemas ópticos com detecção coerente com e sistemas IM-DD. No caso dos sistemas ópticos com detecção coerente, é possível recuperar a amplitude, a fase e o estado de polarização do campo elétrico. Contudo, receptores coerentes são altamente sensíveis às variações aleatórias na fase e SOP do sinal de entrada. Para tratar este problema, a configuração dos sistemas coerentes torna-se muito mais complicada do que a de sistemas IM-DD.

A aplicabilidade dos lasers semicondutores em sistemas ópticos com detecção coerente começou a ser investigado no início da década de 1980 com Favre e Guen (Favre e Guen 1980) e Okoshi e Kikuchi (Okoshi e Kikuchi 1980). Eles demonstraram que era possível manter o desvio de frequência entre o laser no transmissor e o oscilador local em um valor inferior a 10 MHz. Mesmo quando o problema do desvio de frequência era superado, havia um outro fator impeditivo, relacionado com a flutuação aleatória da fase, causando um elevado ruído de fase dos lasers semicondutores. Portanto, estreitar a largura de linha dos lasers tornou-se um requisito crucial para a implementação de sistemas ópticos com detecção heteródina. Após anos de investigações, descobriu-se que lasers feitos com GaAlAs (*Gallium-Aluminum-Arsenide*) possuem largura de linha em torno dos 10 MHz. Este valor, em conjunto com um controle rigoroso da frequência central, aceleraram o estudo de sistemas ópticas coerentes, aplicando lasers semicondutores. O problema da dependência da sensibilidade do receptor com o SOP veio a ser ultrapassado com técnicas de diversidades de polarização onde cada componente depolarização é detectado usando osciladores locais polarizados ortogonalmente e processado por um receptor independente.

Por outro lado, soluções tais como fibra que mantém a polarização (linear e circular), foram testadas, como uma forma de ultrapassar a dependência da sensibilidade com o SOP.

Análises acerca da sensibilidade do receptor para vários tipos de modulação/demodulação foram realizadas em (Okoshi et al. 1981, Yamamoto 1980). Verificou-se que o limite na sensibilidade do receptor face ao ruído quântico, chamado *shot-noise*, pode ser superado utilizando um oscilador local com um nível de potência suficientemente elevado. A motivação para a pesquisa e desenvolvimento relacionados com as comunicações ópticas coerentes nesta fase resultou da alta sensibilidade do receptor e uma maior distância de transmissão.

Receptores homódinos também foram investigados na década de 1980. A vantagem deste tipo de receptor está relacionado ao fato do sinal em banda base ser obtido diretamente, em contraste com o receptor heteródino que requer a utilização de uma frequência intermediária (FI). Por outro lado, a sua construção é muito mais difícil, pois o oscilador local deve ser controlado por um circuito de bloqueio de fase óptico OPLL (*optical phase-locked loop*). Um dos maiores problemas relacionados com este tipo de receptor, é a recuperação da fase da portadora. O sinal óptico modulado no formato PSK não possui a componente da portadora. Portanto, para se recuperar a fase da portadora é necessário recorrer a algum tipo de processamento de sinal não linear. (Kikuchi 2016).

O Surgimento do EDFA, no início da década de 1990, fez com que o ruído (*shot-noise*) deixasse de ser o principal limitador da sensibilidade dos receptores coerentes. Isto deve-se ao fato da relação sinal-ruído de um sinal transmitido através de uma cadeia de amplificadores ser essencialmente determinada pela quantidade acumulada do ruído de emissão espontânea amplificada ASE (*amplified spontaneous emission*). Além disso, mesmo em sistemas de transmissão que não usam repetidores, um EDFA quando usado como um pré-amplificador de baixo nível de ruído reduz a necessidade de um receptor coerente com sensibilidade superior.

Na verdade, receptor coerente apresenta outras vantagens. Além de melhorar a sensibilidade do receptor, permite implementar formatos de modulação multinível e utilização de funções de pós-processamento, tais como a compensação para GVD e PMD das fibras. No entanto, na época, tais vantagens não eram necessidades urgentes para o sistema, nem constituíam soluções economicamente viáveis.

Na década de 1980, sistemas ópticos com detecção coerente possuíam ainda algumas dificuldades técnicas que precisavam ser resolvidas antes de serem implementadas na prática. Dentre essas dificuldades, destacam-se a necessidade de uma FI nos receptores heteródinos, cujo valor deve ser muito maior do que à taxa de bits, e a complexidade do bloqueio estável do desvio de fase da portadora nos receptores homódinos (Kikuchi 2016).

Os fatores acima mencionados fez com que houvesse uma interrupção de novas

atividades de investigação e desenvolvimento relacionados a comunicações ópticas coerentes por mais de dez anos. Por outro lado, Sistemas IM-DD usando EDFA, começaram a explorar técnicas WDM para aumentar a capacidade de transmissão em uma única fibra, conforme ilustra a Figura 24. O *hardware* necessário para redes WDM foram produzidas em larga escala devido à sua simplicidade e custo relativamente baixo associado a amplificadores ópticos, onde vários canais WDM podiam ser amplificados simultaneamente, usando um único EDFA. A técnica WDM marcou o início de uma nova era na história dos sistemas de comunicação óptica e trouxe um aumento de mil vezes na capacidade de transmissão na década de 1990.

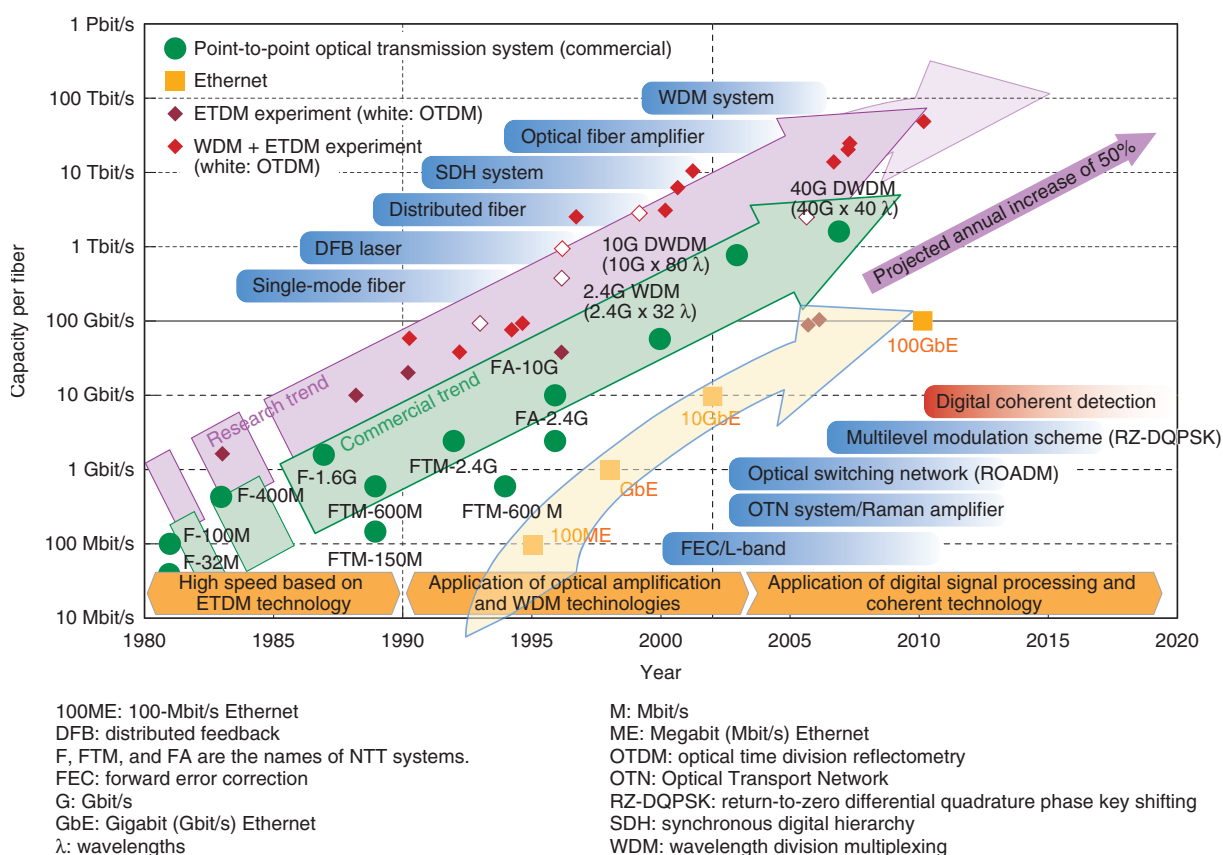


Figura 24 – Tecnologias que influenciaram a capacidade das redes ópticas e tendencias atuais de crescimento do tráfego. Fonte: (Matsuoka 2011)

A Figura 24 ilustra bem a evolução das redes ópticas, bem como as tecnologias que contribuíram para o seu avanço. Nela é possível observar que com o desenvolvimento dos EDFAs em conjunto com a tecnologia WDM a capacidade de transmissão por fibra, em redes comerciais, passou de 10 *Gbit/s* para próximo dos 3 *Tbit/s*. Adicionalmente, é possível observar que a partir dos anos 2003, a tecnologia óptica coerente e técnicas de processamento digital de sinais começaram a ser utilizadas como resposta ao crescente tráfego, que possui um crescimento estimado de 50 % ao ano.

5.4 Comunicações Ópticas Coerentes na Era Digital

Com o aumento na capacidade de transmissão em sistemas WDM, tecnologias para sistemas coerentes tiveram uma renovação do interesse generalizado a partir dos anos 2000. A principal motivação consistia em desenvolver técnicas para atender a crescente demanda por largura de banda, taxas cada vez mais elevadas e formatos de modulação multinível com base em tecnologias coerentes. O primeiro passo no renascimento da pesquisa sobre comunicações ópticas com detecção coerente foi desencadeada pela demonstração experimental da modulação/demodulação QPSK óptico, utilizando a configuração mostrada na [Figura 25](#). Neste esquema de modulação, é possível dobrar a taxa de bits, mantendo a taxa de símbolo ([Kikuchi 2016](#)).

A fase seguinte emergiu com DSP de elevada velocidade de processamento. No campo das comunicações via rádio, técnicas digitais têm sido amplamente aplicadas a transmissores e receptores.

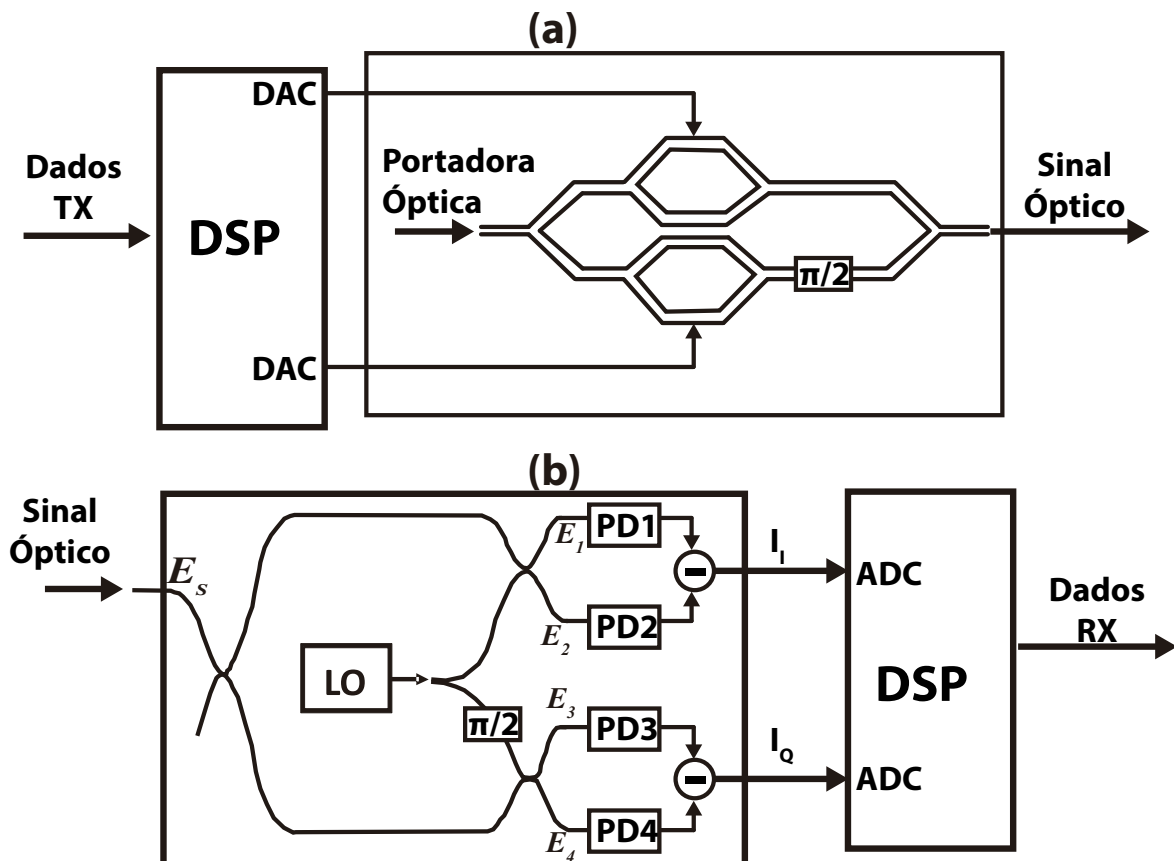


Figura 25 – Configuração do Transmissor/Receptor óptico coerente, com diversidade de fase, Baseado em DSP: (a)transmissor, (b) receptor.

Em (a), O sinal analógico após passar por DSP e pelo DAC , Modula o Modulador IQ. Em (b), a saída do receptor com diversidade de fase é processado pelo DSP e pelo ADC

No transmissor, o DSP realiza funções tais como pré-distorção/compensação, códigos

corretores de erro e conformação espectral usando pulso de Nyquist (Nyquist spectral shaping). Recentes avanços na área de processamento digital de sinais e na eletrônica, permitiram desenvolver circuitos integrados que possibilitam o processamento de sinais elétricos com altas taxas e separar as componentes em fase (I) e em quadratura (Q) de um sinal óptico com amplitude complexa, proveniente de um receptor heteródino, de forma muito estável. Este conceito apareceu em (Shimotsu et al. 2001, McGhan et al. 2005) e posteriormente (Ly-Gagnon et al. 2006) demonstrou um sistema a 20 Gbit/s mapeado em QPSK e um receptor homódino com diversidade de fase e seguido de um bloco DSP que realiza a uma estimativa da portadora, apesar da taxa de erro de bits ser calculado no modo offline. Decorrente do fato da estimativa da fase da portadora ser recuperado após a detecção pelo DSP, este tipo de receptor é comumente chamado de “Detecção Digital Coerente”. Enquanto um OPLL eficiente, que consiga bloquear a fase de LO à fase do sinal permanece difícil de alcançar devido ao problema do atraso de loop, circuitos que implementam DSPs estão se tornando cada vez mais rápidos, perfilando-se como meios simples e eficientes para estimar a fase da portadora. O rápido acompanhamento da fase da portadora melhora a estabilidade do sistema drasticamente quando comparado com o esquema baseado no OPLL.

5.4.1 Vantagens da Detecção Digital Coerente

Sistemas ópticos com detecção coerente permitem usar qualquer formato de modulação multinível. Considerando que a eficiência espectral de formatos de modulação binária NRZ-OOK (*non-return-to-zero ON-OFF keying*), utilizada nos sistemas IM-DD, é limitada a 1 bit/s/Hz/polarização, que é chamado o limite de Nyquist, formatos de modulação com mb bits de informação por símbolo pode alcançar uma eficiência espectral de até mb bit/s/Hz/polarização.

Outra vantagem importante é a função de pós-processamento de sinal. A demodulação IQ feita pelo receptor digital coerente é um processo totalmente linear. Por conseguinte, todas as informações sobre a amplitude complexa do sinal óptico transmitido é preservado, mesmo depois da detecção, e as funções de processamento de sinal tais como filtragem e compensação de dispersão, podem ser realizadas no domínio elétrico após a detecção. A compensação elétrica da GVD elimina assim a necessidade da fibra compensadora de dispersão (DCF).

O alinhamento da polarização é também possível após detecção através da introdução de esquemas de diversidade de polarização nos receptores homódinos. A amplitude complexa das polarizações horizontal e vertical são simultaneamente medidos e processados através de DSP. A demultiplexação de polarização e compensação para PMD também foram demonstrados com o receptor digital coerente (Savory 2008), onde os controladores de polarização óptica, volumosos e lentos, bem como linhas de atraso óptico são eliminados.

Na maioria dos experimentos reportados no início dos anos 2000, ADC e DSP foram realizados de forma *offline*, Ou seja, após a detecção, os dados são armazenadas em um computador e métricas como taxa de erro de bits são analisados recorrendo, por exemplo, a programas como o Matlab. Isto se deve ao fato de que os receptores coerentes digitais requererem ADC e DSP de alta velocidade (Os DACs/ADCs devem possuir taxas de amostragem de pelo menos o dobro da taxa de bits). No entanto, um circuito integrado de aplicação específica ASIC (*application-specific integrated circuit*) com uma taxa de símbolos de 11,5-Gbaud utilizando a modulação QPSK em dupla polarização (DP-QPSK) foi desenvolvido (Sun et al. 2008). Uma operação em tempo real dos receptores digitais coerentes, a uma taxa de 46 Gbit/s, foi demonstrada utilizando tal ASIC (Nelson et al. 2009). Esta conquista é um marco na história das comunicações ópticas coerentes modernas. A combinação de detecção coerente e DSP tornou-se assim uma parte fundamental da próxima geração de sistemas de comunicações ópticos e fornece novos recursos que não eram possíveis sem a detecção de fase do sinal óptico. Atualmente, um ASIC operando a 32 Gbaud tem permitido até 127 Gbit/s, incluindo um *overhead* de 27 para FEC em um único canal (Yamazaki et al. 2011). Sinais WDM são colocados em grades espaçadas de 50 GHz e a capacidade total agregada pode chegar a 8 Tbit/s (Kikuchi 2016).

5.5 Princípio de Funcionamento da Detecção Coerente

A Figura 26 mostra a configuração básica de um sistema óptico com detecção coerente. O alinhamento entre os estados de polarização do sinal transmitido e do oscilador local é feito através do controlador de polarização (PC). A ideia fundamental subjacente à detecção coerente é determinar o produto do campo elétrico do sinal modulado e de um laser com largura de linha estreito, chamado de oscilador local (LO).

Seja $E_s(t)$ o campo elétrico complexo do sinal óptico transmitido, descrito por:

$$E_s(t) = A_s(t)e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \quad (70)$$

onde $A_s(t)$ é a amplitude complexa, ϕ_s é a fase e ω_s representa a frequência angular. O Campo elétrico é dado por:

$$\mathcal{E}_s(t) = \text{Re} \{E_s(t)\} \quad (71)$$

De forma similar, o campo elétrico complexo do LO é dado por:

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t)e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})} \quad (72)$$

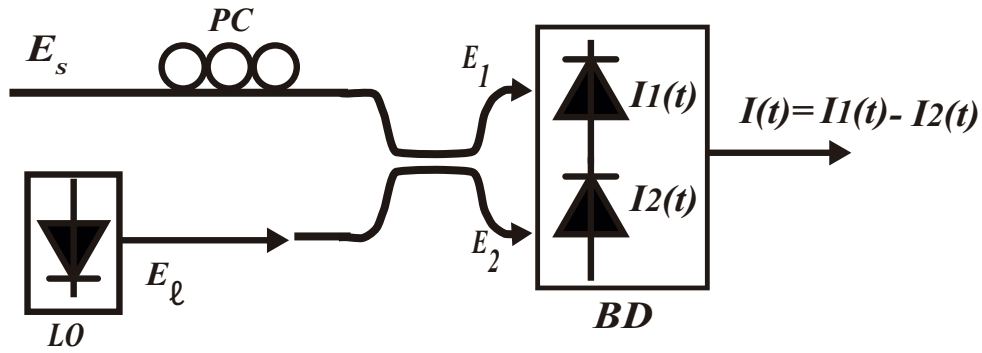


Figura 26 – Configuração de um detector coerente que mede o batimento entre o sinal óptico recebido e o oscilador local. Detecção balanceada elimina a componente DC e maximiza o sinal resultante do batimento.

BD: Detector balanceado; E_s : Campo elétrico do sinal de informação na entrada do receptor; E_l : Campo elétrico do oscilador local (LO), $I(t)$: Sinal na saída do BD; PC: Controlador de Polarização.

onde $A_{LO}(t)$ é a amplitude complexa, ϕ_{LO} é a fase e ω_{LO} representa a frequência angular do LO. O campo elétrico é dado por:

$$\mathcal{E}_{LO}(t) = \text{Re} \{ E_{LO}(t) \} \quad (73)$$

Note-se que as amplitudes complexas $A_s(t)$ e $A_{LO}(t)$ estão relacionadas com as potências P_{sig} e P_{LO} da seguinte forma:

$$P_{sig} = \frac{|A_s|^2}{2k}$$

$$P_{LO} = \frac{|A_{LO}|^2}{2k}.$$

A contante k é dado por $\frac{S_{eff}}{\xi}$, onde S_{eff} corresponde à área efetiva do feixe e ξ é a impedância do espaço livre.

A detecção balanceada foi introduzida na detecção coerente como uma forma de suprimir a componente contínua (DC), e maximizar o batimento entre o sinal e o oscilador local. O conceito reside na utilização de um acoplador óptico 3-dB que adiciona um deslocamento de fase de 180° em um dos campos de entrada. Quando o sinal e LO são acoplados, os campos elétricos incidentes sobre os dois fotodiodos (superior e inferior) são dadas como (Kaminow et al. 2010):

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \times (\mathcal{E}_s + \mathcal{E}_{LO}) \quad (74)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \times (\mathcal{E}_s - \mathcal{E}_{LO}) \quad (75)$$

As correntes em cada um dos fotodetectores são dados por:

$$I_1(t) = |E_1|^2 = kR \left[\text{Re} \left\{ \frac{A_s(t)e^{j(\omega_s t + \phi_s)} + A_{LO}(t)e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})}}{\sqrt{2}} \right\} \right]^2 \quad (76)$$

$$= \frac{R}{2} \left[P_{sig}(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_{sig}(t) \cdot P_{LO}} \cdot \cos(\omega_{IF} t + \phi_s - \phi_{LO}) \right]$$

$$I_2(t) = |E_2|^2 = kR \left[\text{Re} \left\{ \frac{A_s(t)e^{j(\omega_s t + \phi_s)} - A_{LO}(t)e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})}}{\sqrt{2}} \right\} \right]^2 \quad (77)$$

$$= \frac{R}{2} \left[P_{sig}(t) + P_{LO} - 2\sqrt{P_{sig}(t) \cdot P_{LO}} \cdot \cos(\omega_{IF} t + \phi_s - \phi_{LO}) \right]$$

onde R denota a responsividade do fotodetector dada por:

$$R = \frac{q\eta}{\hbar\omega_s} \quad (78)$$

com \hbar representando a constante de Planck dividido por 2π , q denota a carga do elétron, e η é a eficiência quântica do fotodiodo. A corrente elétrica na saída do fotodetector balanceado, é dada por:

$$\begin{aligned} I(t) &= I_1(t) - I_2(t) \\ &= 2R\sqrt{P_{sig}(t)P_{LO}} \cdot \cos(\omega_{IF} t + \theta_s - \theta_{LO}) \end{aligned} \quad (79)$$

A potência do oscilador local P_{LO} , é sempre constante, e ϕ_{LO} inclui unicamente o ruído de fase que varia aleatoriamente com o tempo. Ressalta-se ainda que a corrente dado pela [Equação 79](#) é proporcional a $\sqrt{P_{LO}}$. Desse modo, aumentando a potência do LO, um ganho na corrente pode ser obtido, eliminando assim os efeitos do ruído térmico do receptor. Esse ganho tem como consequência uma melhoria na relação sinal-ruído, que passa a ser limitada pelo ruído intrínseco do sinal de luz e pode atingir o nível do ruído quântico ([Kikuchi 2016](#), [Kaminow et al. 2010](#)).

O termo $f_{IF} = \omega_{IF}/2\pi$ é designada frequência intermediária onde $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_{LO}|$ representa a diferença entre as frequências do oscilador local e da portadora óptica. Quando $\omega_s \neq \omega_{LO}$, a demodulação do sinal óptico é feito em dois estágios. Em uma primeira etapa, o sinal é demodulado para uma frequência intermediária f_{if} , tipicamente com valores entre $0,1 \text{ GHz}$ a 5 GHz . O sinal de radiofrequência (RF) resultante é então processado eletronicamente para recuperar a sequência de bits. Nem sempre é necessário a utilização da frequência intermediária. Na verdade, existem duas formas distintas de fazer a detecção coerente. Elas são designadas de detecção homódina ou detecção heteródina, dependendo do valor de ω_{IF} ser igual ou não a zero ([Agrawal 2011](#)).

5.6 Receptor Coerente com Diversidade de Fase e de Polarização

A função de um receptor coerente com diversidade de fase e de polarização é mapear de forma linear, o campo óptico de entrada para o domínio elétrico. Para que esta função seja cumprida, normalmente, recorre-se a uma arquitetura que combina um par de receptores com diversidade de fase para formar um receptor com diversidade de polarização, conforme ilustrada [Figura 27](#). O sinal de entrada, cuja polarização é arbitrária, é decomposto em duas componentes lineares de polarização, utilizando o divisor de feixe de polarização (PBS). Estas componentes são então detectadas usando o mesmo oscilador local.

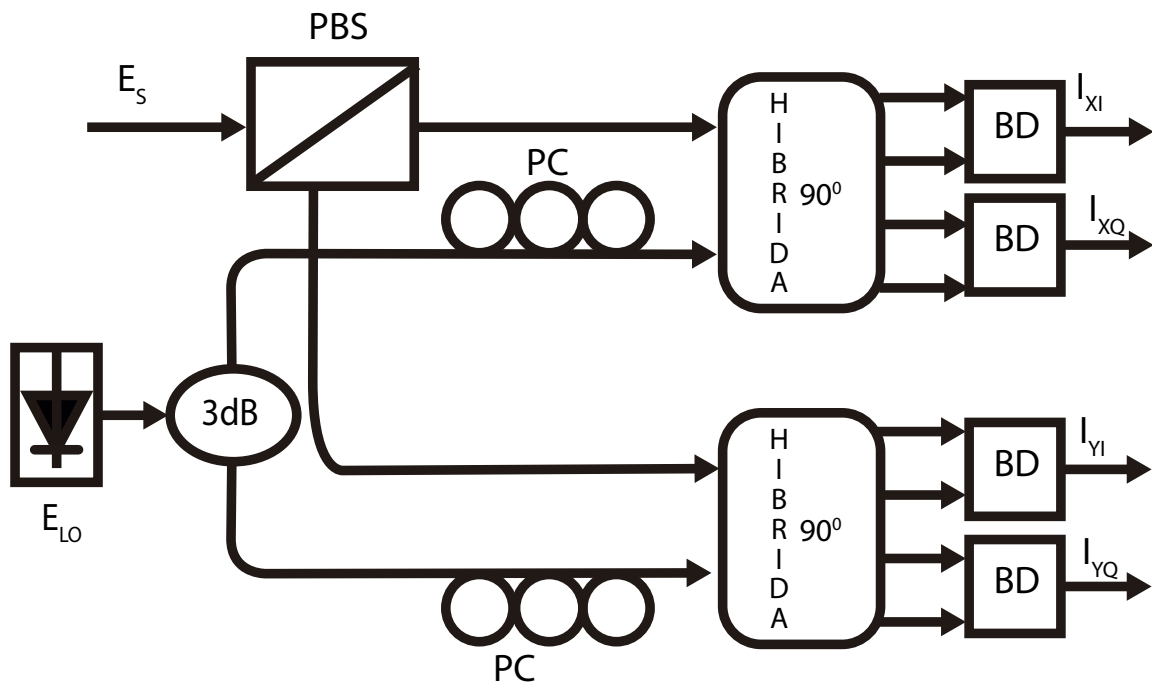


Figura 27 – Configuração de um detector coerente com diversidade de fase e de polarização. BD: Detector Balanceado; PBS: divisor de feixe de polarização; PC: Controlador de polarização;

Considerando que, o campo elétrico do sinal de entrada $E_S(t)$ é composto por dois componentes de polarização, denominados aqui por polarização x e y, $E_S = [E_{Sx}, E_{Sy}]^T$, onde $[.]^T$ simboliza a operação transposta. Considere também que divisor de feixe de polarização (*polarization beam splitter*) possui alta taxa de extinção e conseqüentemente não existe batimento entre os componentes das duas polarizações ($\text{Re}\{E_{Sx} \cdot E_{Sy}^*\} = 0$ e $\text{Im}\{E_{Sx} \cdot E_{Sy}^*\} = 0$). Neste caso, é possível determinar a corrente na saída dos 8 fotodetectores recorrendo a matriz de espalhamento de potência, S_h , das duas híbridas 90° ([Savory 2010](#)).

As expressões que relacionam os campos de entrada com as correntes na saída podem ser escritas da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} I_{X1} \\ I_{X2} \\ I_{X3} \\ I_{X4} \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_{Y3} \\ I_{Y4} \end{bmatrix} = R \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{8} \\ \frac{-1}{2} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{8} \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{8} \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{8} \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{2} & 0 & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} \end{bmatrix}}_{S_h} \underbrace{\begin{bmatrix} \text{Re} \{E_{Sx}E_{LO}^*\} \\ \text{Im} \{E_{Sx}E_{LO}^*\} \\ \text{Re} \{E_{Sy}E_{LO}^*\} \\ \text{Im} \{E_{Sy}E_{LO}^*\} \\ |E_{Sx}|^2 \\ |E_{Sy}|^2 \\ |E_{LO}|^2 \end{bmatrix}}_v \quad (80)$$

o que resulta em:

$$\begin{bmatrix} I_{X1} \\ I_{X2} \\ I_{X3} \\ I_{X4} \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_{Y3} \\ I_{Y4} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \text{Re} \{E_{Sx}E_{LO}^*\} + \frac{1}{4}|E_{Sx}|^2 + \frac{1}{8}|E_{LO}|^2 \\ \frac{-1}{2} \text{Re} \{E_{Sx}E_{LO}^*\} + \frac{1}{4}|E_{Sx}|^2 + \frac{1}{8}|E_{LO}|^2 \\ \frac{1}{2} \text{Im} \{E_{Sx}E_{LO}^*\} + \frac{1}{4}|E_{Sx}|^2 + \frac{1}{8}|E_{LO}|^2 \\ \frac{-1}{2} \text{Im} \{E_{Sx}E_{LO}^*\} + \frac{1}{4}|E_{Sx}|^2 + \frac{1}{8}|E_{LO}|^2 \\ \frac{1}{2} \text{Re} \{E_{Sy}E_{LO}^*\} + \frac{1}{4}|E_{Sy}|^2 + \frac{1}{8}|E_{LO}|^2 \\ \frac{-1}{2} \text{Re} \{E_{Sy}E_{LO}^*\} + \frac{1}{4}|E_{Sy}|^2 + \frac{1}{8}|E_{LO}|^2 \\ \frac{1}{2} \text{Im} \{E_{Sy}E_{LO}^*\} + \frac{1}{4}|E_{Sy}|^2 + \frac{1}{8}|E_{LO}|^2 \\ \frac{-1}{2} \text{Im} \{E_{Sy}E_{LO}^*\} + \frac{1}{4}|E_{Sy}|^2 + \frac{1}{8}|E_{LO}|^2 \end{bmatrix} \quad (81)$$

Note que na [Equação 81](#), cada fotocorrente é composto por três componentes: o primeiro termo está relacionada à detecção coerente, o segundo, à envoltória do sinal e o terceiro refere à envoltória do oscilador local.

Após amplificação diferencial, os dois últimos que compõem cada expressão das correntes serão eliminados e então, é possível detectar simultaneamente as componentes em fase (I_I) e em quadratura (I_Q) de cada componente de polarização.

$$\begin{bmatrix} I_{Ix} \\ I_{Qx} \\ I_{Iy} \\ I_{Qy} \end{bmatrix} = 2R \cdot \begin{bmatrix} \text{Re} \{E_{Sx}E_{LO}^*\} \\ \text{Im} \{E_{Sx}E_{LO}^*\} \\ \text{Re} \{E_{Sy}E_{LO}^*\} \\ \text{Im} \{E_{Sy}E_{LO}^*\} \end{bmatrix} \quad (82)$$

Obviamente, as expressões de corrente apresentadas na [Equação 82](#) representa uma situação ideal, onde os pares diferenciais (detectores balanceados) possuem razão de rejeição do modo comum infinito e as híbridas conseguem um defasamento exato de 90° entre as componentes I_I e I_Q .

5.7 OFDM Óptico com Detecção Coerente - CO-OFDM

O sistema OFDM óptico com detecção coerente CO-OFDM representa um grande avanço em termos de desempenho no que se refere à sensibilidade do receptor, eficiência espectral e robustez contra dispersão cromática e de polarização, mas, por outro lado, requer maior complexidade no que se refere ao projeto dos transceptores (Shieh e Djordjevic 2009). Foi proposto pela primeira vez por (Shieh e Athaudage 2006) e o conceito de CO-OFDM com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) foi formalizado por (Shieh et al. 2007). Os primeiros resultados experimentais de sistemas CO-OFDM foram reportados por (Shieh et al. 2007), onde apresentaram um sistema funcionando a uma taxa de 8 Gb/s e atingiram um alcance de 1000 quilômetros de fibra SSMF, e por (Jansen et al. 2007), onde eles conseguiram uma taxa de 20 Gb/s para uma distância de transmissão de 1000 quilômetros de fibra SSMF. Um outro trabalho extremamente interessante foi o proposto por (Yamada et al. 2008), onde foi demonstrado um sistema CO-OFDM que não necessita de intervalo de guarda (prefixo cíclico). No entanto, o princípio fundamental do CO-OFDM permanece o mesmo: alcançar uma eficiência espectral elevada através da sobreposição do espectro de subportadoras, evitando interferências utilizando a detecção coerente e a ortogonalidade do conjunto de sinais.

Nesta seção, descrevemos o princípio detalhado do CO-OFDM, incluindo a análise do projeto do transmissor e do receptor.

A aliança entre o OFDM e comunicações ópticas com detecção coerente traz benefícios mútuos. Sistemas ópticos com detecção coerente beneficiam-se da maior eficiência computacional, facilidade de estimação de canal e de fase oferecidas pelo OFDM. OFDM por seu lado, tira vantagem da grande linearidade oferecida pelos sistemas ópticos com detecção coerente na conversão do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico. Um sistema CO-OFDM, conforme ilustrado na [Figura 28](#), pode ser subdividido em cinco partes:

1. **O transmissor OFDM** - Responsável por gerar o sinal OFDM, no domínio elétrico, a partir de um fluxo de bits, conforme descrito na [Subseção 3.4.1](#).
2. **Conversor eletro-óptico** - Composto pelo modulador Mach-Zehnder, e pelo laser CW, e tem como função a conversão linear do sinal de RF do domínio elétrico para o domínio óptico.
3. **Canal óptico** - o canal pode ser linear ou apresentar não linearidades, dependendo do nível de potência do sinal de entrada, conforme descrito no [Capítulo 2](#).
4. **Conversor óptico-elétrico** - Pode ser um receptor coerente simples, com diversidade de fase e ou com diversidade de fase e de polarização.

5. O Receptor OFDM-Recupera fluxos de bits a partir do sinal OFDM recebido, descrito na Subseção 3.4.2 .

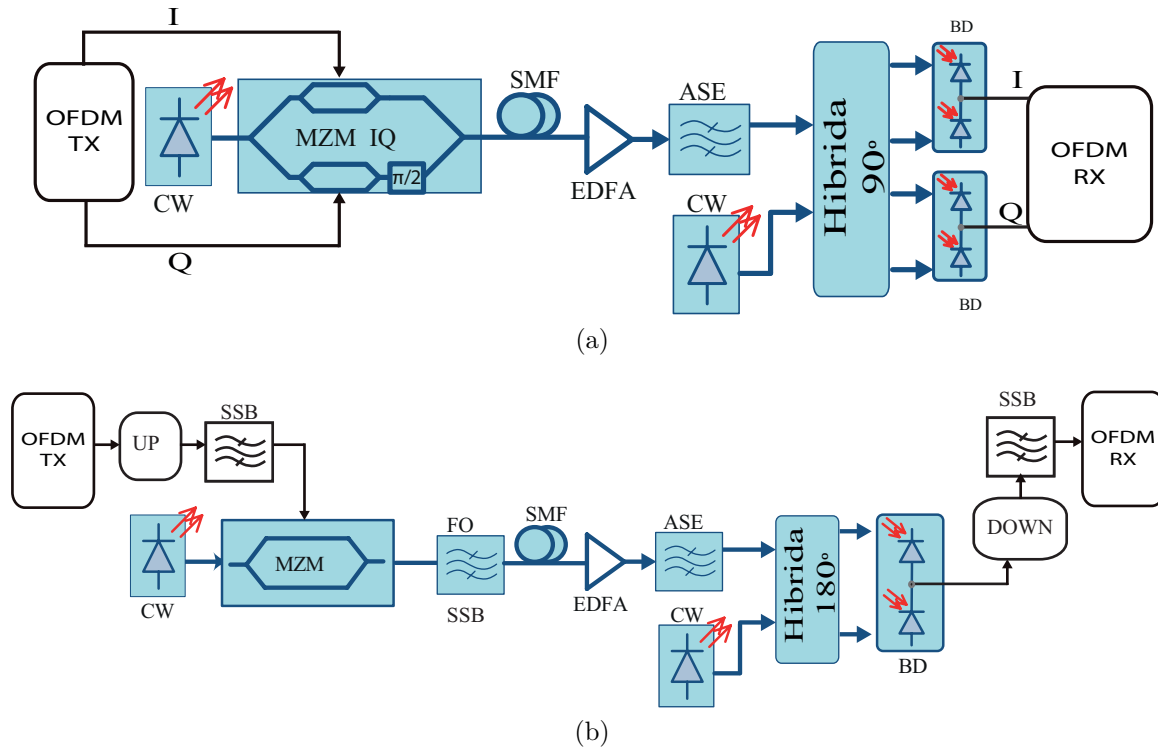


Figura 28 – Possíveis arquiteturas para implementação de CO-OFDM. (a) conversão direta; (b) conversão usando frequência intermediária

AO: Amplificador óptico; ASE: Filtro que limita o ruído espontâneo amplificado; BD: Detector balanceado; CW: Laser de feixe contínuo; DOWN: demodulador elétrico (para banda base) FE: Filtro elétrico; FO: Filtro óptico; LO: Oscilador Local; MZM: Mach-Zehnder Modulator; SSB: Filtro que elimina uma das bandas laterais; SSMF: Fibra monomodo padrão; UP: Modulador elétrico (para banda passante)

5.7.1 Tipos de Conversores Eletro-Óptico e Óptico-Elétrico

A Figura 28 mostra duas arquiteturas possíveis para a implementação de sistemas CO-OFDM. Na Arquitetura ilustrada na Figura 28 (a) as conversões do sinal do domínio RF para domínio óptico (RTO) e do domínio óptico para RF (OTR) são feitas de forma direta. Isto é, sem a necessidade de recorrer a um circuito adicional que faça o deslocamento em frequência. Nesta arquitetura, a conversão eletro-óptico é feito recorrendo a um modulador Mach-Zehnder IQ (MZM-IQ), composto por dois Mach-Zehnders independentes, necessário para converter a parte real e a parte imaginária do sinal RF. Note que a saída de um dos MZMs é defasado de $\frac{\pi}{2}$, fazendo com que o sinal óptico tenha uma componente em fase (I) e outra em quadratura (Q).

Na recepção, o sinal passa por um filtro óptico que limita a largura de banda do ruído ASE e as componentes I e Q são separadas pela híbrida de 90°. A conversão do

sinal óptico para o domínio elétrico é feita por um par de detectores balanceados que processa cada componente do sinal de forma separado. As vantagens desta arquitetura relativamente à aquela representada na [Figura 28 \(b\)](#) são as seguintes:

- O sinal na saída do MZM-IQ é de banda lateral única, eliminando assim a necessidade da utilização de um filtro óptico para eliminar uma das bandas laterais.
- Requer muito menos banda (no domínio elétrico) , quer no transmissor, quer no receptor.
- Requer menos quantidade de componentes (DAC/ADC e filtros).

Na arquitetura que usa frequência intermediária, ilustrada na [Figura 28 \(b\)](#), o sinal OFDM elétrico é primeiro convertido da banda base para banda passante usando a frequência intermediária f_I , filtrado para remover uma das sub-bandas laterais e depois convertido para o domínio óptico usando o modulador MZM de única entrada RF. O sinal de banda lateral dupla que é gerado pelo MZM, passa por um filtro óptico, para remoção de uma das sub-bandas laterais. Na recepção, o sinal óptico passa por um filtro óptico novamente, para limitar a banda de ruído e é convertido do domínio óptico para o domínio elétrico usando apenas um único detector balanceado. O sinal OFDM elétrico, na saída do detector demodulado para a banda base, recorrendo a um demodulador elétrico I/Q e filtrado para remover a componente em $2f_I$. A vantagem desta arquitetura é que os conversores óptico-elétrico e eletro-óptico utilizam uma estrutura mais simples do que os da [Figura 28 \(a\)](#).

5.8 Projeto de sistemas CO-OFDM

Numerosos parâmetros são críticos para a concepção de um sistema CO-OFDM. A seguir discute-se o cálculo dos parâmetros mais importantes, bem como os compromissos necessários estabelecer durante a fase do projeto de sistemas OFDM. Os aspectos gerais do projeto aqui discutidos são válidas tanto para CO-OFDM e DDO-OFDM.

5.8.1 Tamanho do Bloco de FFT/IFFT

O tamanho do bloco de FFT/IFFT é provavelmente o principal parâmetro de um sistema uma vez que ele determina o número de subportadoras de um sinal OFDM. Em sistemas OFDM com coeficientes complexos, o número de subportadoras é igual ao tamanho do FFT/IFFT, enquanto que, em sistemas com coeficientes reais o número de subportadoras corresponde à metade do tamanho do bloco FFT/IFFT por causa da necessidade da simetria hermitiana. O tamanho do bloco FFT é normalmente uma potência

de dois e o seu valor depende da taxa de transmissão e varia entre 64 e 8192. Aumentar o tamanho do bloco FFT tem como consequência a diminuição da taxa de símbolos e a redundância relativamente ao prefixo cíclico. Por outro lado, quanto maior for o seu valor, maior é a complexidade no transmissor e no receptor OFDM. Ademais, para sistemas com detecção coerente, quanto maior for o tamanho do FFT, maior é a sensibilidade do sistema OFDM ao ruído de fase do laser (Jansen et al. 2008).

5.8.2 Sequências de Treinamento

Em sistemas de comunicações baseado em OFDM, símbolos de treinamento são usados para efetuar a sincronização no receptor. Um procedimento comum consiste em enviar dois ou mais símbolos com a mesma sequência de dados. Dado que essas sequências são iguais, possuem um alto valor de correlação entre si. Dessa forma, a sincronização pode ser feito correlacionando os símbolos subsequentes. Além disso, sequências de treinamento também são usadas para calcular os coeficientes do equalizador. No receptor os símbolos recebidos $R_X(k)$ são comparados com os símbolos transmitidos $T_X(k)$ e é calculada a resposta do canal $H(k) = R_X(k)/T_X(k)$. Os símbolos recebidos que transportam dados são equalizados, multiplicando-os pelo inverso de $H(k)$, isto é, $D(k) = R_X(k)/H(k)$. Dessa forma, é possível compensar as distorções lineares da fibra tais como, dispersão cromática e dispersão por modo de polarização que ocorrem ao longo da transmissão. Essa simples forma de equalização é conhecido como equalização de um único estágio *one tap equalizer*, ou equalização *zero-forcing*.

5.8.3 Intervalo de Guarda ou Prefixo Cíclico

O prefixo cíclico, muitas vezes conhecido como intervalo de guarda ou extensão cíclica é uma forma eficaz de combater a interferência intersimbólica (ISI) em sistemas OFDM. Em sistemas OFDM óptico, a ISI pode ser provocado por exemplo pela dispersão cromática ou pela PMD que ocorrem ao longo da transmissão. Além disso, o prefixo cíclico ajuda a compensar os efeitos do *offset* nos símbolos de sincronização (Jansen et al. 2008). O intervalo de guarda é realizado copiando as N_g amostras finais de um símbolo OFDM e colocando-os no início do mesmo símbolo. A constante N_g é normalmente conhecida como tempo de guarda ou comprimento do intervalo de guarda (medido em amostras).

O prefixo cíclico contém informações redundantes e pressupõe uma relação de compromisso entre a eliminação da ISI e maximização da taxa de transmissão, ou seja, o seu valor deve ser grande o suficiente para evitar que a ISI ocorra. Por outro lado, a redundância que ela introduz deve ser minimizada de forma a não penalizar a taxa de transmissão. Segundo (Jansen et al. 2008, Shieh et al. 2008, Jansen et al. 2009) o mínimo valor de tempo de guarda necessário para eliminar a interferência intersimbólica causada

pela dispersão cromática pode ser expressa por:

$$\tau_g \geq D_t \cdot B_W \cdot \frac{c}{f_c^2} \quad (83)$$

onde D_t é a dispersão cromática total ao longo do comprimento da fibra de transmissão, medido em [s/m], B_W é a largura de banda nominal ocupada pelo sinal OFDM [Hz], f_c representa a frequência da portadora óptica [Hz] e c [m/s] é a velocidade de propagação da luz no espaço livre.

5.8.4 Taxa de Transmissão

Quer os símbolos de treinamento, quer o prefixo cíclico introduzem redundâncias em sistemas OFDM. Assim sendo, a taxa de dados útil (*Net Data rate*) é menor que a taxa nominal (taxa medido antes da codificação). Levando em conta as redundâncias do prefixo cíclico e dos símbolos de treinamento a taxa de dados (taxa de linha) pode ser expressa por:

$$R_{Raw} = R_{Nominal} \cdot \frac{1}{1 + \epsilon_{TS}} \cdot \frac{1}{1 + \epsilon_{CP}} \quad (84)$$

onde ϵ_{TS} representa a redundância introduzida pela sequência de treinamento e ϵ_{CP} é a redundância introduzida pelo prefixo cíclico e $R_{Nominal}$ representa a taxa nominal.

A taxa útil (R_{net}) é dada por

$$R_{net} = R_{Raw} \cdot \frac{1}{1 + \epsilon_{FEC}} \quad (85)$$

onde ϵ_{FEC} representa as redundâncias introduzidas pelos códigos corretores de erro.

5.9 Cálculo dos Principais Parâmetros do Sinal OFDM

Segundo (Jansen et al. 2009), para sistemas de altas taxas da próxima geração, prevê-se que cerca de sete por cento ($\epsilon_{FEC} = 7\%$) do total de dados transmitidos correspondem à redundâncias impostas pelos códigos corretores de erro, e quatro por cento ($\epsilon_{ethernet} = 4\%$), pelo protocolo Ethernet (64B/66B). Por exemplo, em um sistema de 100 Gb/s resultará em uma taxa de linha $R_{raw} = 111$ Gb/s. Para sistemas OFDM, são necessárias redundâncias adicionais devido à utilização do prefixo cíclico, símbolos de treinamento e portadoras piloto. Para esses sistemas é de capital importância minimizar estas redundâncias uma vez que elas aumentam significativamente a largura de banda do sistema. Segundo (Jansen et al. 2009), a porcentagem dessas redundâncias em relação à taxa útil se situa em torno dos oito por cento ($\epsilon_{OFDM} = 8\%$).

Combinando todas estas redundâncias, a taxa de dados nominal para um sistema OFDM a 100Gb/s , calculada utilizando as Equações 84 e 85 é dada por:

$$\begin{aligned} R_{nominal} &= R_{net} \cdot (1 + \epsilon_{FEC}) \cdot (1 + \epsilon_{ethernet}) \cdot (1 + \epsilon_{OFDM}) \\ &= 100 \cdot (1 + 0,07) \cdot (1 + 0,04) \cdot (1 + 0,08) \approx 120 \text{ Gb/s} \end{aligned}$$

A largura de banda total ocupada pelo sinal OFDM será dado pela seguinte relação:

$$B_W = \frac{R_{nominal}}{p \cdot \log_2(M)} \quad (86)$$

onde M representa o nível de modulação presente em cada subportadora e p descreve o número de polarizações da fibra (polarização horizontal e vertical) usada para transmitir informação. Utilizando a Equação 86, para o sistema do exemplo anterior, explorando apenas uma polarização da fibra ($p = 1$) e símbolos mapeados em 16-QAM, a largura de banda ocupada será de aproximadamente 30 GHz .

O prefixo cíclico necessário para combater a ISI, que poderá ocorrer devido à dispersão, é dependente da largura de banda ocupada pelo sinal OFDM e do comprimento do enlace de fibra. Uma boa estimativa do tempo de guarda necessário pode ser obtido através da Equação 83.

Continuando ainda com o exemplo supracitado, considerando uma distância de transmissão de 1000 km de fibra SMF com dispersão $D_{SMF} = 16 \text{ [ps/nm/km]}$ o valor mínimo do tempo de guarda é de $\tau_g \approx 4 \text{ ns}$.

Uma vez calculada a duração do tempo de guarda, o tamanho do bloco FFT deve ser escolhido tal que a redundância total do prefixo cíclico e dos símbolos de treinamento não ultrapasse os oito por cento (8%) alocados na taxa nominal. Considerando um fator de reamostragem de 6,7% a taxa de amostragem no transmissor OFDM será de aproximadamente $f_s = 32 \text{ GSamp/s}$. Assumindo que dos 8% do overhead, 3% é imposta pelo prefixo cíclico ($\epsilon_{\tau_g} = 3\%$), usando as relações $f_s \cdot \tau_g = N_g$ e $\epsilon_{\tau_g} = \frac{N_g}{N_{FFT}}$, pode-se calcular o tamanho do bloco FFT (N_{FFT}), lembrando que, este deve ser uma potência de 2.

$$\begin{aligned} 2^{n_{fft}} &\geq \left\lceil \frac{f_s \cdot \tau_g}{\epsilon_{\tau_g}} \right\rceil, \quad n_{fft} \in \mathbb{N} \\ n_{fft} &= 13; \end{aligned} \quad (87)$$

assim sendo, o tamanho necessário é dado por:

$$N_{FFT} = 2^{n_{fft}} = 8192;$$

A duração do símbolo OFDM t_s pode ser calculado através da relação $t_s = \frac{N_{FFT}}{f_s} = 256 \text{ ns}$. O espaçamento entre as subportadoras ortogonais (Δ_f) é dado pelo

inverso da duração do símbolo, ou seja, $\Delta_f = \frac{1}{t_s} \approx 3,91 \text{ MHz}$. Retirando os 6,7% impostas pela superamostragem (subportadoras zeradas $N_z = 548$), o número de subportadoras de dados, N , é calculado fazendo $N = N_{FFT} \cdot (1 - 0,067) = 7644$. Destes 7644, ainda é necessário retirar os 5% das subportadoras reservados para sequência de treinamento e portadoras pilotos. Então o número de subportadoras de dados úteis (N_S) é calculado fazendo $N_S = N \times (1 - 0,05) = 7260$ subportadoras.

Em situações em que se requer que o sinal na saída do bloco IFFT tenha coeficientes reais, é comum recorrer-se à utilização da simetria hermitiana. Nesta situação, $N = \frac{N_{FFT} - 2 - N_z}{2}$ e $N_S = N \times (1 - 0,05)$ se reduzem para 3821 e 3630 subportadoras respectivamente.

5.10 Tecnologias do Modulador Óptico

A taxa de dados em sistemas de comunicações ópticas tradicionalmente foi limitada pela velocidade dos componentes optoeletrônicos. Por isso, na hora de projetar novos formatos de modulação, um aspecto de maior importância a considerar são as características dos dispositivos de modulação e de detecção. O que acontece com muita frequência em comunicações ópticas é a descoberta da forma mais eficiente de utilizar um dispositivo existente, dando origem a um novo formato de modulação. Descobrir a técnica de modulação que traz melhor relação custo-benefício para um dado sistema de aplicação envolve aspectos de formato de modulação e tecnologias do modulador óptico.

Basicamente, existem três tecnologias de moduladores ópticos atualmente são amplamente utilizadas: Laser diretamente modulado (DMLs), Moduladores de eletro-absorção (EAMs) e Moduladores Mach-Zehnder (MZMs).

5.11 Lasers Diretamente Modulados

A utilização de lasers diretamente modulado (DML) constitui a forma mais fácil de imprimir informação em portadoras ópticas. O seu princípio de funcionamento encontra-se ilustrado na [Figura 29](#). Neste tipo de modulador, os dados a serem transmitidos são traduzidos em variações da corrente do laser fazendo variar a intensidade de emissão do laser, o que resulta em um formato de modulação binário designado de OOK (*On-Off Keying*). DMLs são amplamente utilizados em aplicações com taxas que variam entre 2,5 a 10 Gb/s, mas já existem pesquisas para a sua aplicação em taxas de transmissão maiores (até 40 Gb/s) ([Kaminow et al. 2010](#), [Winzer e Essiambre 2006](#)).

A sua utilização tem um custo reduzido, pois não necessita de nenhum outro componente além da sua própria fonte de luz (laser/LED), mas apresentam uma grande desvantagem em altas taxas, que é o *chirp* provocado nos pulsos transmitidos, fenômeno no

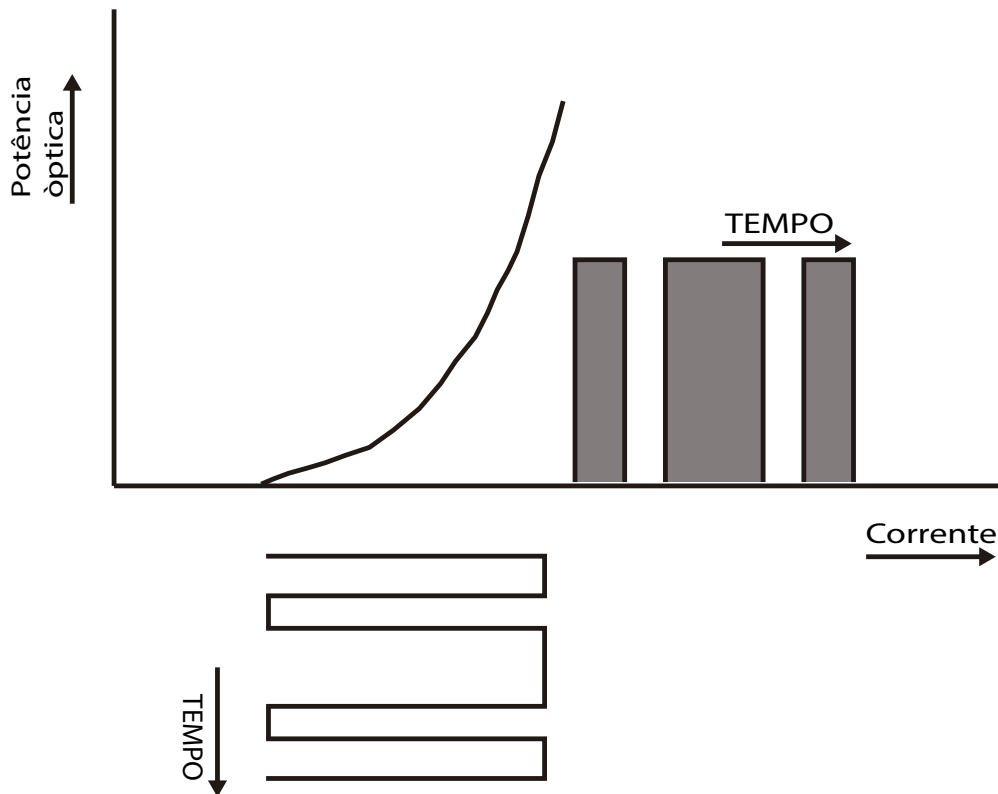


Figura 29 – Princípio de operação do DML

qual a frequência da portadora dos pulsos varia ao longo do tempo, causando o alargamento do espectro transmitido (Winzer e Essiambre 2006, Kaminow et al. 2010).

5.12 Moduladores de Eletro-Absorção - EAMs

Moduladores de eletro-absorção (EAMs) são dispositivos semicondutores do tipo *pin* que podem ser usados para controlar (modular) a intensidade de um feixe de laser através de uma tensão elétrica. Suas propriedades de absorção podem ser controladas aplicando uma tensão externa, alterando assim o índice de refração do dispositivo. O princípio de operação do EAM encontra-se ilustrado na Figura 30. Eles apresentam tensões de polarização relativamente baixas (tipicamente 2 V), apresenta um bom custo benefício quando produzidos em grande volume e suportam taxas de transmissão até 40 Gbit/s. Algumas pesquisas demonstraram operação em até 80 Gbit/s (Yu et al. 2005). Contudo, à semelhança dos DMLs, os moduladores de eletro-absorção produzem um *chirp* residual que pode ser controlado para aumentar a distância de transmissão em sistemas limitados pela dispersão. Outra vantagem dos EAMs, é que eles podem ser feitos do mesmo material de que são feitos os lasers, o que permite a integração dos dois dispositivos, diminuindo assim as perdas na interface fibra-circuito integrado e torna os dispositivos mais compactos. Como pontos negativos dos EAMs, pode-se citar a dependência das suas características com o comprimento de onda de operação, a baixa razão de extinção (razão entre a máxima

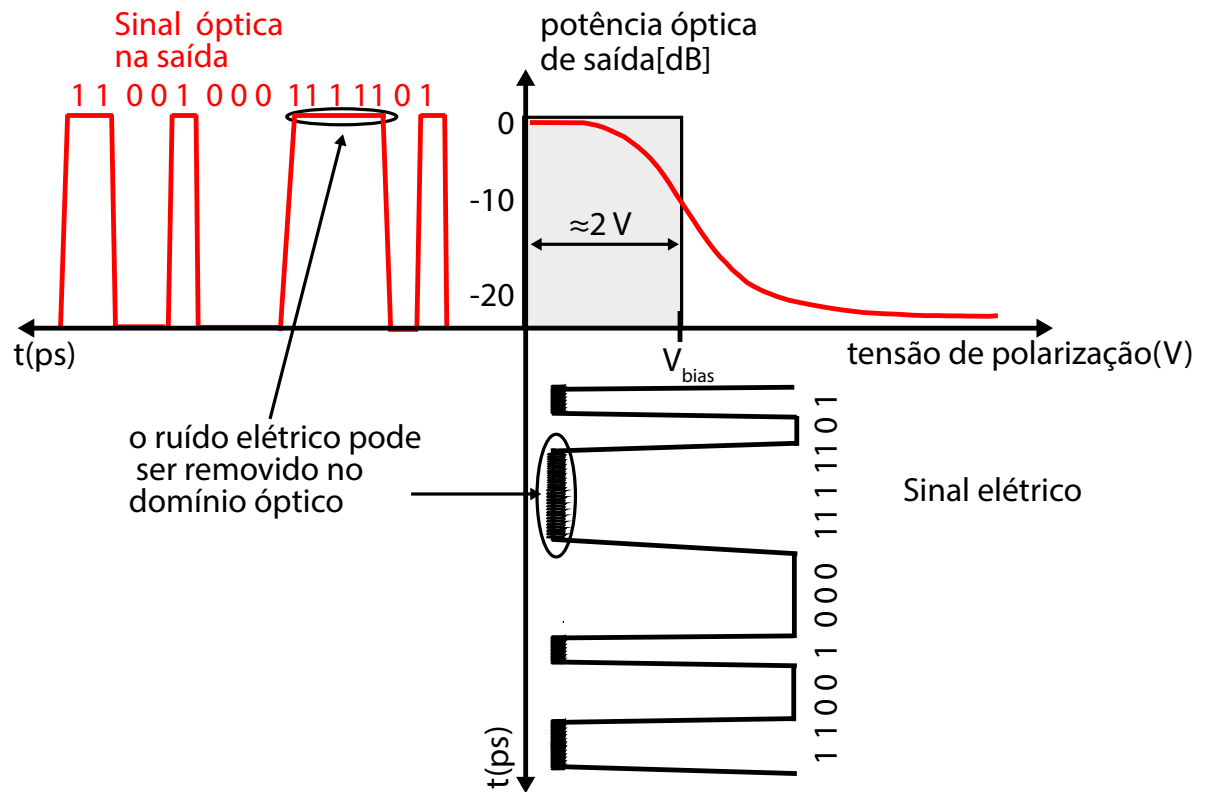


Figura 30 – Princípio de operação do EAM

e a mínima potência do pulso modulado), que são tipicamente de 10 dB.

5.13 Modulador Mach-Zehnder -MZM

Diferente dos EAMs, que usam o princípio da absorção, os moduladores Mach-Zehnder (MZMs) baseiam-se no princípio da interferência, controlado pela tensão de modulação de fase óptica (Winzer e Essiambre 2006). A estrutura do modulador é mostrada na Figura 32. A luz na entrada do dispositivo é dividida em dois caminhos em um acoplador de entrada. Um (ou ambos) caminhos são equipados com moduladores de fase que permitem que os dois campos ópticos tenham uma diferença de fase entre eles, controlada pelas tensões de modulação de fase $V_{1,2}(t)$ na Figura 32. Finalmente, os dois campos interferem em um acoplador de saída. Dependendo da tensão elétrica aplicada, a interferência pode ser destrutiva ou construtiva, produzindo assim, modulação em intensidade.

O bloco principal de um modulador MZM é um acoplador 3dB, cuja função de transferência é dado pela seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} E_{O1} \\ E_{O2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{bmatrix} \quad (88)$$

Alimentando apenas uma das entradas do acoplador com a luz CW, a relação entre os campos ópticos de entrada (E_{IN}) e de saída ($\frac{E_{IN}}{\sqrt{2}}$ e $\frac{jE_{IN}}{\sqrt{2}}$) é mostrada na Figura 31.

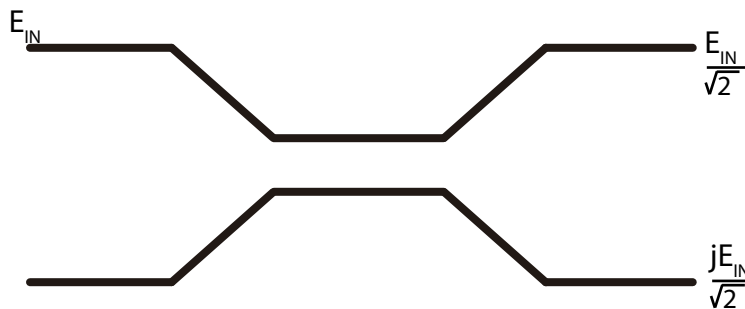


Figura 31 – Acoplador óptico com apenas uma entrada alimentada

Uma característica importante dos acopladores ópticos, é a mudança de fase de 90° entre a saída de passagem direta e a saída de acoplamento cruzado. Essa mudança de fase de 90° permite implementar MZMs e híbridas ópticas de 90° (necessários para recepção coerente).

Recorrendo a dois acopladores, então um modulador MZM pode ser construído usando a arquitetura mostrada na Figura 32.

O campo elétrico na saída do Modulador é dado pela seguinte expressão (vide

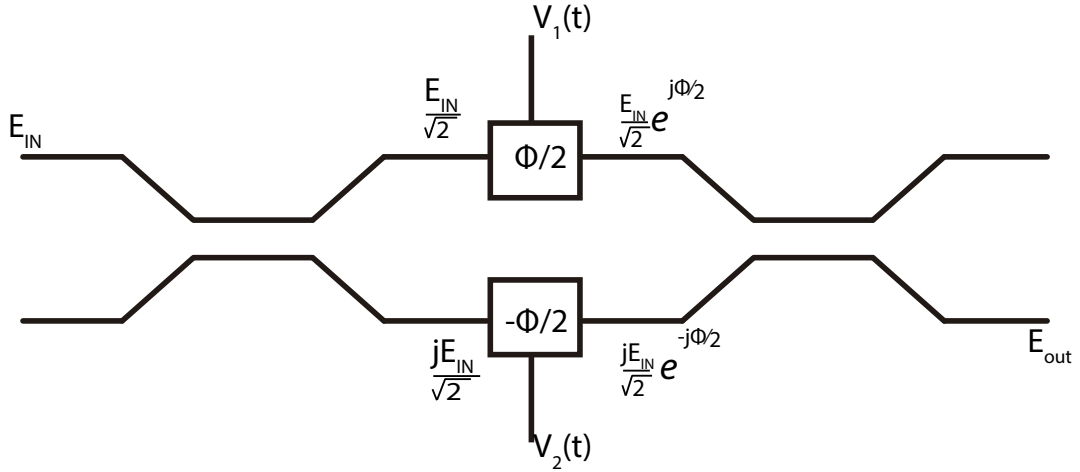


Figura 32 – princípio de operação do MZM

Apêndice B):

$$\begin{aligned}
 E_{OUT} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[j \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} \cdot e^{\frac{\Phi}{2}} + j \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} \cdot e^{-\frac{\Phi}{2}} \right] \\
 &= j \frac{E_{in}}{2} \cdot \left[e^{\frac{\Phi}{2}} + e^{-\frac{\Phi}{2}} \right] \\
 &= j E_{in} \cdot \cos \left(\frac{\Phi}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{89}$$

A Equação 89 mostra que a relação entre o campo de saída e o campo de entrada é representado por uma função periódica. Na maioria das vezes, o ângulo Φ varia linearmente com o sinal $V(t)$ ($\Phi = K_{MZM} \cdot V(t)$). Neste caso, ela pode ser reescrita da seguinte forma:

$$E_{OUT} = j E_{in} \cdot \cos \left(\frac{K_{MZM} \cdot \Delta V(t)}{2} \right) \tag{90}$$

onde $\Delta V(t)$ representa a diferença entre $V_1(t)$ e $V_2(t)$.

Se a diferença de tensão for escolhido de tal forma que $\Delta V(t) = V_1(t) - V_2(t)$, o que é conhecido como modo de operação balanceado (*push-pull operation*), os dois braços são configurados com a mesma intensidade de sinal, mas com sinais diferentes. Neste caso, $V_1(t) = \frac{\pi}{2} \left(\frac{u(t)+V_{bias}}{V_{\pi}} \right)$ e $V_2(t) = \frac{-\pi}{2} \left(\frac{u(t)+V_{bias}}{V_{\pi}} \right)$, onde $u(t)$ representa o sinal modulante V_{π} é a mínima tensão que causa uma defasagem de π radianos entre os seus braços.

Substituindo $\Delta V(t)$ na Equação 90 por $V_1(t) - V_2(t)$ e considerando $K_{MZM} = 1$

obtem-se :

$$\begin{aligned}
 E_{OUT} &= jE_{in} \cdot \cos\left(\frac{\Delta V(t)}{2}\right) \\
 &= jE_{in} \cdot \cos\left(\frac{\frac{\pi}{2}\left(\frac{u(t)+V_{bias}}{V_{\pi}}\right) - \left(\frac{-\pi}{2}\frac{u(t)+V_{bias}}{V_{\pi}}\right)}{2}\right) \\
 &= jE_{in} \cdot \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{u(t) + V_{bias}}{V_{\pi}}\right)\right]
 \end{aligned} \tag{91}$$

o que leva a seguinte função de transferência para o campo óptico:

$$\frac{|E_{OUT}|}{|E_{in}|} = \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{u(t) + V_{bias}}{V_{\pi}}\right)\right] \tag{92}$$

A maioria dos moduladores Mach-Zehnder são fabricados utilizando Niobato de Lítio ($LiNbO_3$), Arseneto de Gálio (GaAs) e Fosfeto de Índio (InP). Os valores típicos da tensão V_{π} variam de aproximadamente 3V a cerca de 6V (Kaminow et al. 2010). MZMs, principalmente os fabricados com $LiNbO_3$, possuem características de modulação pouco dependentes do comprimento de onda de transmissão, excelente taxa de extinção (≈ 20 dB) e menor perda (≈ 5 dB) de inserção quando comparado os EAMs.

5.13.1 Polarização do Modulador Óptico MZM

A polarização do modulador Mach-Zehnder no ponto de quadratura ($V_{bias} = \frac{V_{\pi}}{2}$) tem sido amplamente adotado em sistemas ópticos com detecção direta. Para sistemas ópticos com detecção coerente, conforme foi demonstrado em (Shieh e Djordjevic 2009, Tang et al. 2007, Shieh et al. 2008), o ponto ótimo para a polarização do modulador MZM acontece quando $V_{bias} = V_{\pi}$ e é designado de ponto de polarização nula. O ponto de polarização nula representa a principal diferença entre a modulação de intensidade óptica e a modulação campo óptico. Diferentemente do caso da modulação de intensidade e detecção direta em que a principal preocupação é a conversão linear entre sinal modulante (sinal RF) e a potência óptica, em sistemas com detecção coerente, o principal objetivo é obter uma conversão linear entre o sinal RF e a intensidade do campo óptico.

A Figura 33 mostra a função de transferência do modulador MZM, da potência óptica e do campo óptico, em função da tensão de polarização. Nela pode-se observar que o ponto ótimo (ponto de maior linearidade) de polarização para modulação de intensidade é o ponto de quadratura ($V_{bias} = \frac{V_{\pi}}{2}$), enquanto que para modulação do campo óptico o ponto ótimo é o ponto de nulo, ou seja, quando $V_{bias} = V_{\pi}$.

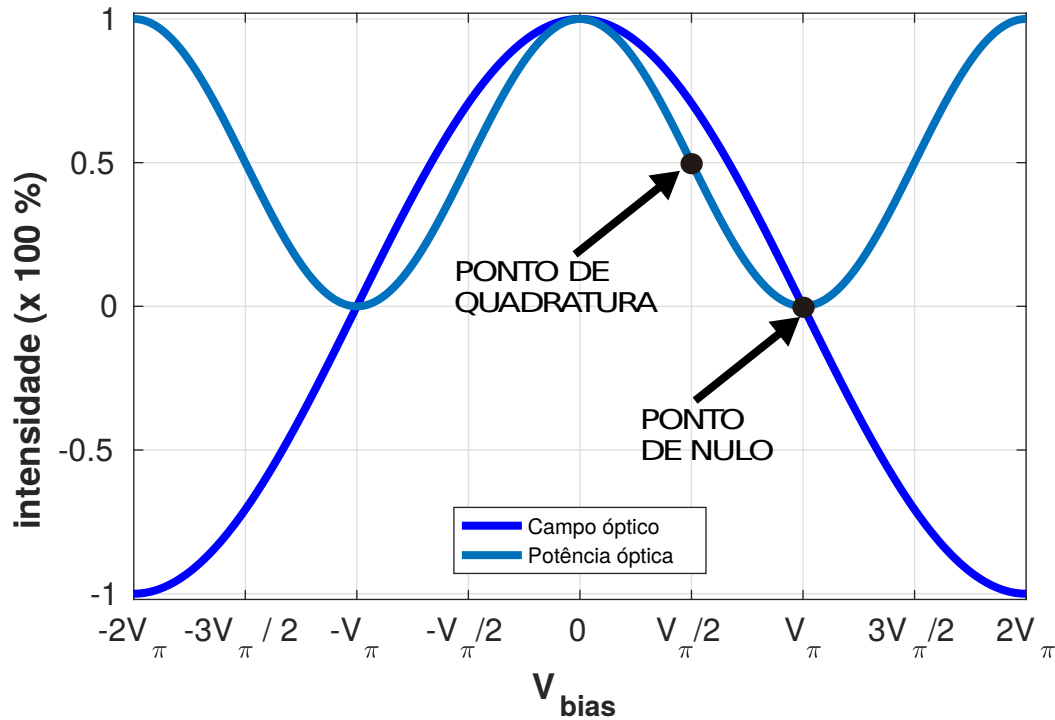


Figura 33 – Ponto de operação do MZM.

5.13.2 Índice de modulação óptica - OMI

A partir da [Equação 92](#) pode-se observar que quando o modulador é polarizado no seu ponto de nulo ($V_{bias} = V_{\pi}$), exibe característica eletro-óptica bem conhecida.

$$\frac{|E_{out}(t)|}{|E_{in}(t)|} = \sin\left(\frac{u(t) \cdot \pi}{2 \cdot V_{\pi}}\right) \quad (93)$$

Além disso, é possível observar que o modulador se comporta de forma linear para pequenos valores de $u(t)$, mas à medida que $u(t)$ cresce para valores próximo de $\pm V_{\pi}$, o modulador se torna altamente não linear. O índice de modulação óptica (*OMI*) é definido como razão entre o valor eficaz do sinal modulante e a tensão V_{π} multiplicada pelo valor de π , ou seja:

$$OMI = \frac{v_{RMS}(u(t)) \cdot \pi}{V_{\pi}}$$

De uma forma simples, pode-se afirmar que o OMI mede o quanto o valor eficaz do sinal modulante afeta a potência do sinal na saída do modulador MZM. Pequenos valores de OMI asseguram a linearidade da curva característica e evita a ocorrência do *clipping*. Por um lado, se o índice de modulação óptica for muito baixo, as potências das bandas laterais serão muito menores do que a potência da portadora óptica, portanto, o sistema será mais vulnerável ao ruído. Por outro lado, se o valor do índice de modulação óptica for muito grande, a parte não linear da curva característica será explorada e consequentemente, os valores mais altos da amplitude do sinal modulante serão ceifados. A interação entre

esses efeitos não lineares e a dispersão cromática da fibra irá distorcer as características do sinal transmitido e causa degradação do desempenho do sistema.

Para sistemas em que o principal limitador é o ruído, aumentar o índice de modulação óptica ajuda a melhorar o desempenho do sistema. Em contrapartida, se o sistema for limitado pela dispersão cromática, o índice de modulação não pode ser demasiado elevado, caso contrário, começam a surgir harmônicas de ordem superior, o que irá aumentar no espectro (Zhang et al. 2010).

5.13.3 Problema do PAPR em Moduladores MZM

Conforme mostrado na Figura 33, o modulador MZM é um dispositivo não linear e portanto, é altamente sensível a sinais com elevado PAPR. Os picos ocasionais, cujo valor é muito superior à média do sinal, faz com que o sinal elétrico na entrada do Modulador MZM introduza não linearidades no sinal de saída e conseqüentemente, a ocorrência de interferência entre as portadoras (ICI). London e Sadot demonstraram em (London e Sadot 2011), que para sistemas ópticos com detecção coerente, na presença de alto valor de PAPR, mesmo quando polarizado na sua região de máxima linearidade, o sinal na saída do modulador MZM é composto por duas parcelas: Uma que varia linearmente com o sinal de entrada e uma outra, que é função do sinal de entrada elevado ao cubo. Assim, mesmo quando o sinal se propagar por um canal linear, com ruído branco gaussiano aditivo (AWGN), a relação sinal-ruído do sistema sofre degradação com o aumento do valor do PAPR e conseqüentemente, degrada a qualidade de transmissão.

Amiralizadeh e Rusch em (Amiralizadeh e Rusch 2014), fizeram um estudo sobre a sensibilidade dos componentes que fazem parte do transmissor de um sistema óptico com detecção coerente. Eles demonstraram que, devido ao fato da curva característica do modulador MZM ser senoidal, sinais com alto valor de PAPR sofrem bastante distorção principalmente quando o índice de modulação óptica é elevado. Adicionalmente, demonstraram que, limitando a amplitude do sinal na entrada do modulador MZM dentro de uma dada faixa de tal forma que a excursão ocorra na região linear da curva característica, a relação sinal-ruído necessária para atingir um determinado limite do desempenho (por exemplo, taxa de erro de bits de 10^{-4}) é cerca de 4 dB menor do que no caso em que o sinal de entrada explore toda a faixa da curva característica do Modulador MZM. Ou seja, o desempenho é melhor para baixos valores de índice de modulação óptica. O problema do sistema CO-OFDM operar com baixo valor de índice de modulação óptica, é que a perda de inserção (L_{EX}), dada pela diferença entre a potência de entrada e a potência de saída do modulador ($L_{EX} = P_{in} - P_{Out} - 3$) torna-se elevada e, conseqüentemente, leva à degradação do desempenho do sistema (Tang et al. 2007). Essa queda de desempenho, devido à ineficiência na potência pode fazer com que seja necessário o uso de um amplificador óptico na saída do transmissor óptico para elevar o nível do sinal.

Uma solução alternativa seria usar algoritmos de redução de pico estudados no [Capítulo 4](#) em conjunto com técnicas de pré-distorção. A maioria desses algoritmos de redução de pico levam a efeitos indesejáveis como o aumento do *overhead* de codificação e/ou aumento da potência média transmitida. Aumento do *overhead* de codificação requer uma taxa de amostragem maior para manter a taxa de bits desejada e exige conversores digital-analógico mais rápidos. Um aumento da potência média transmitida pode levar ao surgimento de não linearidades, nomeadamente, SPM e aumento da variância de ruído de fase causada pela mistura de quatro ondas que é proporcional à potência em cada subportadora. Além disso, a maioria os algoritmos de redução de pico, apresentam um custo computacional que pode ser proibitivo às velocidades dos sistemas ópticos ([Barros e Kahn 2009](#)).

Portanto, reduzir o valor do PAPR dos sinais a serem usados na entrada RF de moduladores MZM é de capital importância no combate às não linearidades.

6 Transmissão de Sinais Elétricos com Envoltória Constante em Sistemas CO-OFDM

A transmissão de sinais elétricos com envoltória constante em sistemas OFDM ópticos foi proposta em (Silva 2011) como uma medida de combate às não linearidades provenientes do modulador Mach-Zehnder e também da fibra óptica. Denominado de DDO-CE-OFDM, o sistema de modulação de intensidade óptica e detecção direta mostrou-se eficiente pois, ao reduzir o PAPR para apenas 3 dB, minimizou os efeitos indesejáveis decorrentes da passagem de sinais OFDM convencionais pelo MZM, além de aumentar a tolerância à não linearidades decorrentes do aumento da potência óptica na entrada de fibras monomodo padrão. A proposta aqui apresentada consiste na transmissão dos mesmos sinais CE-OFDM em sistemas ópticos com modulação de intensidade, porém com detecção coerente. A topologia do sistema proposto e designado CO-CE-OFDM, assim como a dedução de uma expressão analítica de seu desempenho e a validação da mesma, são descritas neste Capítulo.

6.1 Metodologia Utilizada nas Simulações

Com o objectivo de Avaliar o desempenho do sistema CE-OFDM, quando aplicado em sistemas ópticos com detecção coerente, utilizou-se uma serie de procedimentos que a seguir são descritos.

6.1.1 Programas e Procedimentos utilizados na Simulação

Para simular os sistemas CO-OFDM e CO-CE-OFDM foi utilizado o *software* Matlab®2016. Esta escolha prende-se com o fato de já existirem prontos, no laboratório de pesquisa, modelos de alguns dispositivos tais como modulador Mach-Zehnder e da fibra óptica monomodo padrão feitos em linguagem Matlab. Além disso, utilizando este *software*, é possível traçar gráficos de forma fácil. Essa característica é importante pois, permite ter uma percepção visual do desempenho do dos sistemas.

6.1.2 Configuração do Sistema CO-CE-OFDM Proposto

A topologia proposta para a implementação do sistema CE-CO-OFDM é mostrada na [Figura 34](#). A geração dos sinais CE-OFDM é a mesma descrita em ([Silva 2011](#)) e o sistema óptico é similar ao apresentado na [Figura 28 \(b\)](#). Como o sinal CE-OFDM em banda passante é gerado recorrendo-se a um modulador de fase elétrico, implementado em Matlab, este possui coeficientes reais. Assim, necessita-se de um modulador óptico de apenas uma entrada de sinal RF e o sinal óptico de banda lateral única SSB (*Single Side-Band*) é obtido mediante o uso de filtros ópticos. Além disso, reduz-se o custo da detecção coerente, uma vez que apenas um detector balanceado, auxiliado por uma híbrida de 180° , se faz necessário.

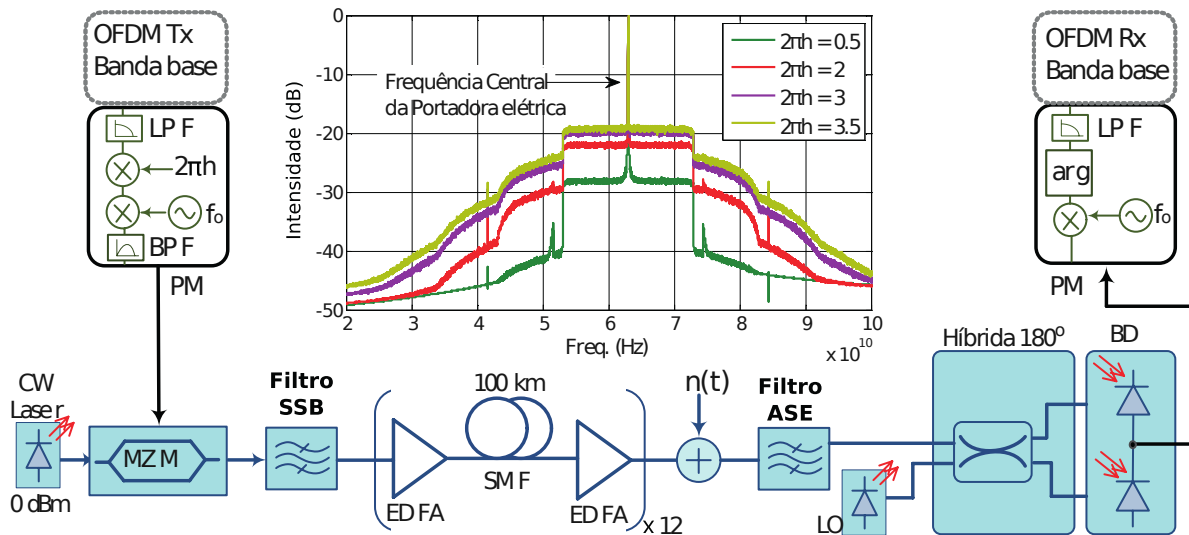


Figura 34 – Topologia do sistema CO-CE-OFDM proposto.

Arg: Argumento; ASE: Ruído amplificado de emissão espontânea ; BD Detector balanceado; BPF: Filtro passa faixa; CW: Laser contínuo; EDFA: Amplificador de fibra dopado com érbio; LO: Oscilador Local; LPF: Filtro passa baixo; MZM: Modulador Mach-Zehnder; SSB: Banda lateral única; SSMF: Fibra monomodo padrão; PD: Fotodetector; PM: Modulador de fase.

Observa-se pela [Figura 34](#) que a geração dos sinais CE-OFDM necessita do artifício matemático da simetria Hermitiana, devido ao emprego de um simples modulador de fase elétrico. Após modulação de fase elétrica, utiliza-se um filtro passa faixa para eliminar uma das bandas laterais. Espectros de frequência, ilustrando a presença da portadora elétrica, de diferentes sinais CE-OFDM gerados são mostrados no interior da [Figura 34](#). O alargamento espectral característico deste tipo de modulação de fase é eminente e depende do índice de modulação de fase ($2\pi h$). Quanto maior o índice maior o alargamento espectral e melhor o desempenho do sistema ([Silva 2011](#)).

Os sinais multiportadoras com envoltória constante são então convertidos para o domínio óptico por um Mach-Zehnder de uma única entrada RF, polarizado na região de mínima potência ou ponto de nulo ($V_{bias} = V_\pi$). Após modulação óptica de intensidade,

os sinais OFDM ópticos são filtrados para a geração de sinais SSB. Estes propagam-se em enlaces de fibra compostos por vários trechos (*spans*), sendo que, após cada trecho, os sinais são opticamente amplificados por amplificadores do tipo EDFA para compensar os efeitos da atenuação. Um filtro óptico é utilizado na entrada do receptor coerente com a finalidade de limitar a largura de banda do ruído amplificado de emissão espontânea ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) introduzido pela cadeia de amplificadores ópticos existentes ao longo do enlace.

Os sinais elétricos são recuperados mediante a detecção coerente que faz uso do batimento dos sinais ópticos com um oscilador local. Constata-se pela [Figura 34](#) que o único detector balanceado é precedido de um híbrida que tem como função principal inserir uma defasagem de 180° entre os sinais OFDM ópticos e o sinal do oscilador local para uma das entradas do referido detector.

Os sinais elétricos recebidos são então filtrados e demodulados para a banda base utilizando o demodulador de fase mostrado na [Figura 34](#) ([Silva 2011](#)). Após conversão serial para paralelo, remoção do prefixo cíclico e demodulação/demultiplexação via transformada de Fourier FFT, é feita a equalização eletrônica no domínio da frequência para corrigir os desvios de fase introduzidos pelo sistema como um todo. O cálculo dos coeficientes do equalizador é feito comparando-se os símbolos recebidos com símbolos conhecidos pelo receptor mediante o uso de símbolos de treinamento e/ou portadoras pilotos.

6.1.3 Modelo da fibra

Os principais parâmetros de configuração adotados nas simulações foram o coeficiente de atenuação de $\alpha = 0,2$ dB/km, a área efetiva $A_{eff} = 8 \cdot 10^{-11}$ m², o coeficiente de dispersão $D = 17$ ps/nm/km e o comprimento de onda de operação $\lambda = 1550$ nm. Os 1200 km de fibra foram divididos em 12 trechos (*spans*) de 100 km cada, conforme ilustra a [Figura 34](#). Após a parametrização, resolveu-se a [Equação 2](#) recorrendo ao método Split-Step Fourier.

6.1.4 Modelo do Modulador Mach-Zehnder

O Modelo do Modulador MZM utilizado nas simulações foi derivado do modelo do Modulador existente no Laboratório de telecomunicações e cuja a curva característica, teórica e medida, se encontra ilustrada na [Figura 35](#) (b). O procedimento utilizado para medir a forma como a potência de saída do modulador MZM varia com a tensão de polarização é mostrada na [Figura 35](#) (a). Fixando a potência do laser CW em -7 dBm, variou-se a tensão de polarização (V_{bias}) de -4 V a +8 V e recorrendo a um medidor de potência óptica, mediu-se a potência (P_{out}) na saída do modulador MZM.

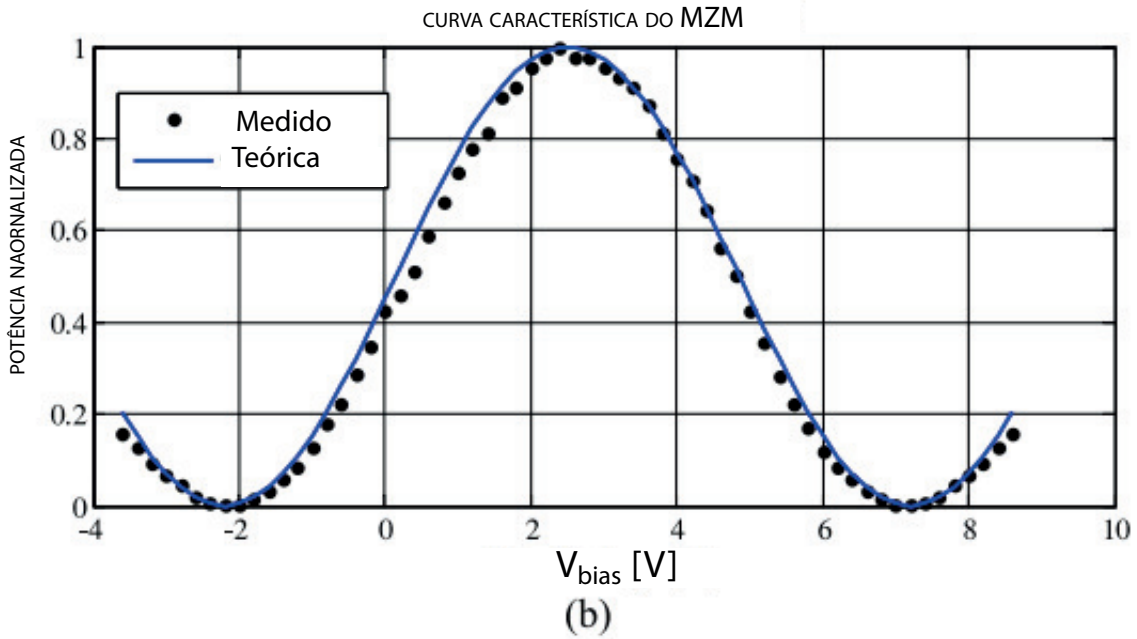
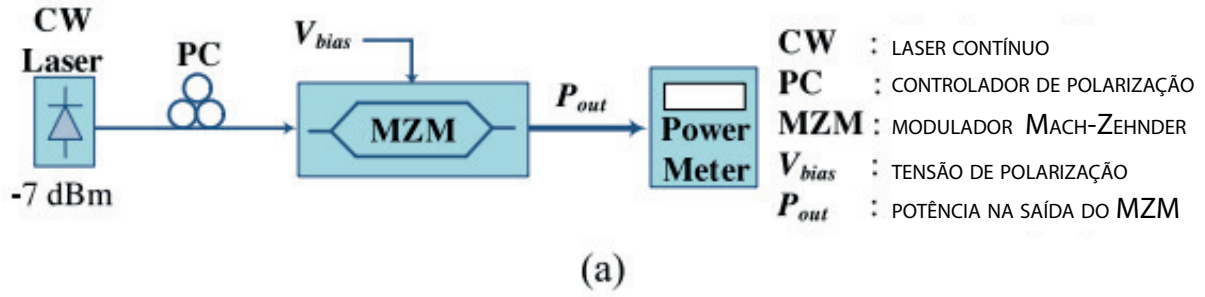


Figura 35 – Configuração utilizada para caracterizar o modulador MZM.

A partir das medições Feitas, Determinou-se o Modelo analítico (teórico) para o modulador. Segundo (Leibrich et al. 2009), a relação entre a potência de saída do MZM e a tensão de polarização é dada por:

$$E_{MZM}(t) = \cos \left[\frac{\pi s(t)}{2V_{\pi}} - \frac{\pi V_{bias}}{2V_{\pi}} \right] \cdot \sqrt{2P} \cos(\omega_c t), \quad (94)$$

sendo ω_c a frequência da portadora óptica, V_{π} e V_{bias} a tensão de chaveamento e a tensão de polarização do modulador MZM, respectivamente e P representa a potência óptica proveniente de um laser operando em modo contínuo (laser CW).

A partir da figura Figura 35 (b), é possível observar que realmente a resposta obtida experimentalmente, corresponde a uma cossenoide, mas atrasada de de uma de aproximadamente 2,5 Volts. Com isso, foi obtido o seguinte modelo:

$$E_{MZM}(t) = \cos \left[\frac{\pi s(t)}{2V_{\pi}} - \frac{\pi V_{bias}}{2V_{\pi}} + \frac{\pi \Delta V_{bias}}{2V_{\pi}} \right] \cdot \sqrt{2P} \cos(\omega_c t), \quad (95)$$

Ainda, observando [Figura 35](#) (b), é possível constatar a excelente aproximação entre as curvas medidas experimentalmente e as curva teórica obtida através da [Equação 95](#). Além disso, é possível observar que a tensão de chaveamento (V_π) e o atraso ($\Delta_{V_{bias}}$) são de $\approx 4,7$ e ≈ 2.5 Volts, respectivamente. Para o sistema proposto, foi utilizado $V_{bias} = V_\pi$, da forma a suprimir a portadora óptica.

6.2 Descrição Teórica do Modelo CO-CE-OFDM

Apresenta-se nesta seção uma análise teórica do modelo CO-CE-OFDM mostrado na [Figura 34](#). Para tal, considera-se que um único símbolo OFDM pode ser matematicamente representado por ([Pereira et al. 2015](#)):

$$x(t) = \sqrt{\frac{\sigma_x}{N_s}} \sum_{k=0}^{N_s-1} \text{Re}[X(k)] \cos(2\pi\Delta_f kt) - \text{Im}[X(k)] \sin(2\pi\Delta_f kt), \quad (96)$$

onde $\{X(k)\}_{k=1}^{N_s-1}$ representa os símbolos modulados em M -QAM, $T_s = \frac{N_{FFT}}{F_s}$ é o período do símbolo, $N_{FFT} = 2N_s + 2$ é o tamanho dos blocos IFFT e FFT, N_s representa o número de subportadoras que transportam dados, F_s a taxa de amostragem e σ_x exprime a potência média. Quando sinais do mesmo tipo que a representada pela [Equação 96](#) são utilizados para modular a fase de uma portadora elétrica, obtém-se o sinal CE-OFDM em banda passante. Esse sinal com envoltória constante e PAPR = 3 dB pode ser descrito por

$$\begin{aligned} c(t) &= A \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)] \\ &= A \cos[2\pi f_0 t + \theta_n + 2\pi h C_N x(t)], \end{aligned} \quad (97)$$

onde A representa amplitude do sinal, f_0 é a frequência de oscilação da portadora elétrica, $\phi(t)$ é a fase do sinal no intervalo $nT \leq t < (n+1)T$, θ_n representa a memória da modulação. Ela é utilizada com o propósito de tornar a fase do sinal contínua ao longo do tempo, h representa o índice de modulação de fase elétrica, e C_N é uma constante que normaliza a variância de $x(t)$ ([Silva et al. 2012](#)). Assumindo $\theta_n = 0$ (modulação sem memória) e $C_N = 1$, o sinal CE-OFDM pode ser representado por $c(t) = A \cos[w_0 t + s(t)]$, com $w_0 = 2\pi f_0$ e $s(t) = 2\pi h x(t)$.

Utilizando $c(t)$ para modular a amplitude de uma portadora óptica, o campo na saída do modulador MZM é um sinal centrado na frequência $w_c = 2\pi f_c$ e é dado por

$$E_{MZM}(t) = \cos\left[\frac{\pi c(t)}{2V_\pi} - \frac{\pi V_{bias}}{2V_\pi}\right] \cdot \sqrt{2P} \cos(w_c t), \quad (98)$$

sendo f_c a frequência da portadora óptica, V_π e V_{bias} a tensão de chaveamento e a tensão de polarização do modulador MZM, respectivamente. P representa a potência óptica proveniente de um laser operando em modo contínuo (laser CW) e que serve como

portadora óptica. Como o MZM é polarizado na região de mínima potência ($V_{bias} = V_{\pi}$), o sinal de campo na sua saída pode ser reescrito como

$$\begin{aligned} E_{MZM}(t) &= \sin \left[\frac{\pi c(t)}{2V_{\pi}} \right] \cdot \sqrt{2P} \cos(w_c t) \\ &= \sqrt{2P} \cdot \sin [F(t)] \cdot \cos(w_c t), \end{aligned} \quad (99)$$

onde $F(t) = \pi c(t)/2V_{\pi}$. Considerando o sistema configurado em modo *back-to-back* (B2B) e que o sinal é amplificado por um amplificador óptico com ganho¹ G , o campo na entrada do detector balanceado, corrompido por ruído AWGN introduzido pelo EDFA, é dado por (Leibrich et al. 2009),

$$\begin{aligned} E_s(t) &= \sqrt{2GP} \cdot \sin [F(t)] \cdot \cos(w_c t) \\ &+ n_i(t) \cos(w_c t) + n_q(t) \sin(w_c t), \end{aligned} \quad (100)$$

onde $n_i(t)$ e $n_q(t)$ representam respectivamente as componentes em fase em quadratura do ruído de um amplificador óptico com densidade espectral de potência $N_{ASE}/2$ e variância $\sigma_n^2 = N_{ASE} \cdot B_o$, sendo B_o a largura de banda do filtro óptico na saída do amplificador.

Assumindo que o campo óptico do oscilador local (L_{O2} na Figura 34) é definido como $E_{LO} = A_{LO} \cos(w_{LO}t)$, onde A_{LO} e w_{LO} designam respectivamente, a amplitude e a frequência de oscilação da portadora óptica e θ_{LO} a fase (por questões de simplificação foi considerada nula). Assim, o batimento entre o sinal óptico recebido E_S e o oscilador local E_{LO} é proporcional à corrente na saída do fotodetector e é obtido pela diferença entre as correntes individualmente detectadas por cada fotodetector que compõem o detector balanceado. Ou seja, $I_1(t) = R |\text{Re}\{\frac{1}{\sqrt{2}}(E_S + E_{LO})\}|^2$ e $I_2(t) = R |\text{Re}\{\frac{1}{\sqrt{2}}(E_S - E_{LO})\}|^2$, sendo R a responsividade dos fotodetectores (Kaminow et al. 2010). Então, a corrente $I_1(t)$ pode ser matematicamente descrita conforme a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= R \{ 2GP \sin^2(F(t)) \cos^2(w_c t) + n_i^2 \cos^2(w_c t) + n_q^2 \sin^2(w_c t) + \\ &+ A_{LO}^2 \cos^2(w_{LO}t) + 2[\sqrt{2GP} \sin(F(t)) \cos^2(w_c t) n_i + \\ &+ \sqrt{2GP} \sin(F(t)) \cos(w_c t) \sin(w_c t) n_q + n_i n_q \sin(w_c t) \cos(w_c t) + \\ &+ A_{LO} \cos(w_{LO}t) (\sqrt{2GP} \sin(F(t)) \cos(w_c t) + n_i \cos(w_c t) + n_q \sin(w_c t))] \} \end{aligned} \quad (101)$$

Usando a mesma abordagem matemática, a corrente $I_2(t)$ pode ser expressa da seguinte forma:

$$\begin{aligned} I_2(t) &= R \{ 2GP \sin^2(F(t)) \cos^2(w_c t) + n_i^2 \cos^2(w_c t) + n_q^2 \sin^2(w_c t) + \\ &+ A_{LO}^2 \cos^2(w_{LO}t) + 2[\sqrt{2GP} \sin(F(t)) \cos^2(w_c t) n_i + \\ &+ \sqrt{2GP} \sin(F(t)) \cos(w_c t) \sin(w_c t) n_q + n_i n_q \sin(w_c t) \cos(w_c t) - \\ &- A_{LO} \cos(w_{LO}t) (\sqrt{2GP} \sin(F(t)) \cos(w_c t) + n_i \cos(w_c t) + n_q \sin(w_c t))] \} \end{aligned} \quad (102)$$

¹ Foi considerado que o ganho G é suficientemente elevado, de forma a que o ruído ASE fosse dominante.

A corrente na saída do detector balanceado que dada pela diferença entre $I_1(t)$ e $I_2(t)$ é dada por:

$$\begin{aligned} I(t) &= I_1 - I_2 \\ &= 4RA_{LO} \cos(w_{LO}t) [\sqrt{2GP} \sin(F(t)) \cos(w_c t) + \\ &\quad + n_i \cos(w_c t) + n_q \sin(w_c t)]. \end{aligned} \quad (103)$$

Assumindo que não existe desvio de frequência² entre o laser do transmissor e o oscilador local ($w_{LO} = w_c$), a [Equação 103](#) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} I(t) &= 2RA_{LO} [\sqrt{2GP} \sin(F(t)) \cos^2(w_c t) + n_i \cos^2(w_c t) + n_q \sin(w_c t) \cos(w_c t)] \\ &= RA_{LO} [\sqrt{2GP} \sin(F(t)) (1 + \cos(2w_c t)) + \\ &\quad + n_i (1 + \cos(2w_c t)) + \\ &\quad + n_q \sin(2w_c t)]. \end{aligned} \quad (104)$$

Após filtragem da componente do sinal centrada em $2w_c$ e uma vez que o sinal transmitido contém apenas coeficientes reais (apenas a componente em fase) pode-se reescrever a [Equação 104](#) conforme

$$I(t) = 2RA_{LO} [\sqrt{2GP} \sin(F(t)) + n_i] = RA_{LO} \left[\sqrt{2GP} \left(\frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \right) + n_i \right]. \quad (105)$$

Considerando aproximação em serie de Taylor de primeira ordem³, o que permite afirmar que $\sin[F(t)] = \sin\left(\frac{\pi c(t)}{2V_\pi}\right) \approx \pi c(t)/2V_\pi$, e substituindo $c(t)$ e $F(t)$ na [Equação 105](#), o sinal recebido em banda passante pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{RA_{LO} \sqrt{2GP} \pi}{V_\pi} \cdot A \cos[w_0 t + s(t)] + 2RA_{LO} \cdot n_i. \\ &= K_1 \cos[w_0 t + s(t)] + K_2 \cdot n_i. \end{aligned} \quad (106)$$

para $K_1 = (RA_{LO} \sqrt{2GP} \pi A)/V_\pi$ e $K_2 = 2RA_{LO}$. Note-se pela [Equação 106](#) que a primeira parcela de $I(t)$ representa o sinal de interesse e a segunda representa o ruído interferente.

Para recuperar o sinal CE-OFDM aplica-se a transformada de Hilbert (\mathbb{H}) para a geração do equivalente analítico do sinal de corrente recebido. Assim, se $\mathbb{H}_M : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}$ e consequentemente $\mathbb{H}_M : g(t) \rightarrow (g(t), \mathbb{H}\{g(t)\})$,

$$\begin{aligned} \mathbb{H}_M \{I(t)\} &= K_1 \mathbb{H}_M \{\cos[w_0 t + s(t)]\} + K_2 \mathbb{H}_M \{n_i\} \\ &= K_1 \cos[w_0 t + s(t)] + K_2 n_i + j (K_1 \sin[w_0 t + s(t)] + K_2 \mathbb{H}_M \{n_i\}) \end{aligned} \quad (107)$$

² Ou após o sincronismo de frequência.

³ considerando $\frac{\pi c(t)}{2V_\pi} \ll 1$

O deslocamento para a banda base dá-se após multiplicação por uma exponencial complexa conforme

$$\begin{aligned}
 \mathbb{H}_M\{I(t)\}e^{-jw_0t} &= K_1 \cos[w_0t + s(t)]e^{-jw_0t} + \\
 &+ K_2n_ie^{-jw_0t} \\
 &+ j\{K_1 \sin[w_0 + s(t)]e^{-jw_0t} + \\
 &+ K_2\mathbb{H}\{n_i\}e^{-jw_0t}\} \\
 &= K_1\frac{e^{j[w_0t+s(t)]} + e^{-j[w_0t+s(t)]}}{2}e^{-jw_0t} \\
 &+ K_2n_ie^{-jw_0t} + \\
 &+ j(K_1\frac{e^{j[w_0t+s(t)]} - e^{-j[w_0t+s(t)]}}{2j})e^{-jw_0t} \\
 &+ K_2\mathbb{H}\{n_i\}e^{-jw_0t}) \\
 &= K_1\frac{e^{js(t)} + e^{-j[2w_0t+s(t)]}}{2} \\
 &+ K_2n_ie^{-jw_0t} + \\
 &+ j(K_1\frac{e^{js(t)} - e^{-j[2w_0t+s(t)]}}{2j} \\
 &+ K_2\mathbb{H}\{n_i\}e^{-jw_0t}) \\
 &= K_1e^{js(t)} + K_2n_ie^{-jw_0t} + \\
 &+ j(K_2\mathbb{H}\{n_i\}e^{-jw_0t}) \\
 &= K_1 \cos(s(t)) + \\
 &+ K_2[n_i \cos(w_0t) + \mathbb{H}\{n_i\} \sin(w_0t)] + \\
 &+ j[K_1 \sin[s(t)] + K_2(-n_i \sin(w_0t) + \\
 &+ \mathbb{H}\{n_i\} \cos(w_0t))]. \tag{108}
 \end{aligned}$$

A partir da [Equação 108](#), o sinal CE-OFDM pode recuperado fazendo

$$\hat{s}(t) = \arctan \left(\frac{\text{Im}\{\mathbb{H}_M\{I(t)\}e^{-jw_0t}\}}{\text{Re}\{\mathbb{H}_M\{I(t)\}e^{-jw_0t}\}} \right), \tag{109}$$

ou então de forma equivalente

$$\hat{s}(t) = \arctan \left\{ \frac{K_1 \sin[2\pi hx(t)] + K_2(-n_i \sin(w_0t) + \mathbb{H}\{n_i\} \cos(w_0t))}{K_1 \cos[2\pi hx(t)] + K_2(n_i \cos(w_0t) + \mathbb{H}\{n_i\} \sin(w_0t))} \right\}. \tag{110}$$

Observa-se pela [Equação 110](#) que, na ausência do ruído n_i , obtém-se $\hat{s}(t) = s(t) = 2\pi hx(t)$. Ou seja, o sinal $x(t)$ gerado no transmissor OFDM é recuperado recorrendo-se à demodulação de fase descrito pela função $\arctan(\cdot)$. Normalmente, utiliza-se uma compensação de fase (*phase unwrapper*) para eliminar ambiguidades de fase que possam ocorrer.

6.3 Desempenho Teórico do Sistema CO-CE-OFDM

Para a determinação de uma equação ou da expressão fechada que exprime o desempenho do sistema proposto na configuração B2B, considere o sinal de corrente descrito na [Equação 106](#). Se esta for multiplicada por $\cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2})$ obtém-se

$$\begin{aligned} r_F(t) &= K_1 \cos(\omega_0 t + s(t)) \cdot \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) + K_2 n_i \cdot \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) \\ &= \frac{K_1}{2} \left[\cos\left(2\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + s(t)\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2} - s(t)\right) \right] + K_2 n_i \cdot \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}). \end{aligned} \quad (111)$$

Após filtragem do termo de sinal centrado em $2\omega_0$ e algumas manipulações algébricas, este sinal pode ser simplificado em:

$$r_F(t) = \frac{K_1}{2} \sin[s(t)] + K_2 n_i \cdot \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}). \quad (112)$$

Considerando a expansão em serie de Taylor de primeira ordem que permite fazer $\sin[s(t)] \approx s(t) = 2\pi h x(t)$ encontra-se:

$$r_F(t) = K_1 \pi h x(t) + K_2 n_i \cdot \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}). \quad (113)$$

Determina-se a relação entre a potência de sinal e potência do ruído ($\frac{S}{N}$) a partir da [Equação 113](#) fazendo

$$\frac{S}{N} = \left(\frac{K_1 \pi h \sigma_x}{\frac{K_2}{\sqrt{2}} \sigma_n} \right)^2 = \left(\frac{R A_{Lo} \sqrt{2GP} \pi^2 A}{2V_\pi R A_{Lo}} \right)^2 2\pi^2 h^2 \left(\frac{\sigma_x}{\sigma_n} \right)^2 = \frac{GP \pi^4 A^2 h^2 \sigma_x^2}{V_\pi^2 \sigma_n^2}. \quad (114)$$

Se a relação sinal-ruído óptica for definida por $OSNR = P_{med} B_o / (2\sigma_n^2 B_{ref})$, onde B_o representa a largura de banda do sinal óptico e B_{ref} é uma largura de banda de referência normalmente igual a 12,5 GHz, o que em 1550 nm (frequência portadora igual a 193,4 THz) corresponde a uma resolução de 0,1 nm de em um analisador de espectro óptico. Determina-se a potência do ruído de largura de banda B_o através da seguinte igualdade:

$$\sigma_n^2 = \frac{P_{med} B_o}{2 OSNR B_{ref}}, \quad (115)$$

com P_{med} representando a potência média do sinal óptico ([Essiambre et al. 2010](#)). Considerando que a potência do sinal óptico é basicamente a potência do sinal proveniente do laser CW, pode-se determinar P_{med} fazendo $s(t) = 0$ na [Equação 99](#) a partir de

$$P_{med} = \frac{GP}{T} \int_0^T \sin^2 \left[\frac{\pi A \cos(\omega_0 t)}{2V_\pi} \right] dt. \quad (116)$$

Ao definir uma grandeza $I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 [\pi A \cos(\omega_0 t) / (2V_\pi)] dt$ (vide [Apêndice A](#)) e obtendo $P_{med} = GP I_{med}$, reescreve-se a relação sinal-ruído da seguinte maneira:

$$\frac{S}{N} = \frac{(2GPA^2\pi^4h^2\sigma_x^2) \text{OSNR } B_{ref}}{GPV_\pi^2 I_{med} B_o} = \frac{(2A^2\pi^4h^2\sigma_x^2) \text{OSNR } B_{ref}}{V_\pi^2 I_{med} B_o}. \quad (117)$$

Sabendo que, para mapeamento QPSK nas subportadoras, a taxa de erro de bits em um canal que apenas insere ruído AWGN é dado por $\text{BER} = \frac{1}{2 \cdot \log_2(M)} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{S}{2N}}\right)$ (Proakis e Salehi 2007), encontra-se a seguinte expressão para o desempenho do sistema CO-CE-OFDM

$$\text{BER} = \frac{1}{4} \text{erfc}\left(2\pi h \sqrt{\frac{A^2\pi^2\sigma_x^2 \cdot \text{OSNR} \cdot B_{ref}}{4V_\pi^2 [1 - J_0(\frac{\pi A}{V_\pi})] B_e}}\right) \quad (118)$$

onde $J_0(\cdot)$ representa a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero. De acordo com (Leibrich et al. 2009), após a filtragem elétrica é preciso substituir $B_o/2$ pela largura de banda elétrica B_e do sinal de interesse.

Para os níveis de modulação 16 e 64-QAM, as expressões matemáticas que permitem determinar a taxa de erro de símbolos a partir da relação sinal ruído, podem ser encontradas em (Proakis e Salehi 2007, Capítulo 4, Eq. 4.3-30). Neste caso, admitindo que todos os M símbolos têm a mesma probabilidade de ocorrência, a taxa de erro de símbolos é dado por $P_{s,M-QAM} \leq 4Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2(M) E_b}{M-1} \frac{E_b}{N}}\right)$. Fazendo $\frac{E_b}{N} = \frac{S}{N} \cdot \frac{1}{\log_2(M)}$ e sabendo que $\text{BER}_{M-QAM} = \frac{P_{s,M-QAM}}{\log_2(M)}$ têm-se que

$$\text{BER}_{M-QAM} = \frac{2}{\log_2(M)} \cdot \text{erfc}\left(2\pi h \sqrt{\frac{3}{(M-1)} \frac{A^2\pi^2\sigma_x^2 \cdot \text{OSNR} \cdot B_{ref}}{4V_\pi^2 [1 - J_0(\frac{\pi A}{V_\pi})] B_e}}\right). \quad (119)$$

A importância do índice de modulação de fase ($2\pi h$) no desempenho do sistema CO-CE-OFDM é evidente na Equação 118 e na Equação 119. Além disso, a avaliação do efeito da amplitude do sinal CE-OFDM (A) através do índice de modulação óptica, bem como da variância (σ_x) do mesmo é de especial interesse.

6.4 Validação via Simulação do Modelo Teórico

A validade do desempenho teórico dado pela Equação 118 foi verificada para sistemas CO-CE-OFDM operando a 10, 40 e 100 Gb/s. Para a medida de BER empregou-se o método de contagem direta de bits errados em um total de 30 realizações em que 2^{16} bits foram utilizados para gerar o sinais CE-OFDM em cada uma. A Tabela 2 mostra os principais parâmetros projetados de acordo com as expressões apresentadas nas seções 5.8 e 5.9, para 4, 16 e 64-QAM como mapeamentos nas subportadoras. As primeiras simulações foram feitas mantendo-se fixa o índice de modulação de fase e variando-se a OSNR.

Tabela 2 – Parâmetros do sistema CO-CE-OFDM utilizados nas simulações para 4, 16 e 64 QAM.

Parâmetros	4-QAM		
	10 Gb/s	40 Gb/s	100 Gb/s
Tamanho de FFT/IFFT	256	4096	32768
Número de subportadoras com dados	118	1910	15286
Duração do tempo útil do símbolo (ns)	39,93	159,70	511,06
Duração do Prefixo cíclico (ns)	0,92	3,70	9,24
Duração total do símbolo(ns)	40,85	163,40	520,30
Espaçamento entre as subportadoras (MHz)	25,05	6,26	1,96
Parâmetros	16-QAM		
	10 Gb/s	40 Gb/s	100 Gb/s
Tamanho de FFT/IFFT	256	1024	8192
Número de subportadoras com dados	118	476	3820
Duração do tempo útil do símbolo (ns)	79,85	79,85	255,6
Duração do Prefixo cíclico (ns)	0,462	1,85	4,62
Duração total do símbolo(ns)	80,31	81,70	260,15
Espaçamento entre as subportadoras (MHz)	12,52	12,52	9,91
Parâmetros	64-QAM		
	10 Gb/s	40 Gb/s	100 Gb/s
Tamanho de FFT/IFFT	256	1024	4096
Número de subportadoras com dados	118	476	1910
Duração do tempo útil do símbolo (ns)	119,78	95,82	191,65
Duração do Prefixo cíclico (ns)	0,30	1,54	3,08
Duração total do símbolo(ns)	120,08	97,36	194,73
Espaçamento entre as subportadoras (MHz)	8,35	10,44	5,22

As Figuras 36, 37 e 38 mostram gráficos comparativos de desempenho entre as curvas obtidas via simulação numérica e as teóricas, para taxas de transmissão de 10, 40 e 100 Gb/s respectivamente. Resultados para dois distintos valores de índice de modulação óptica OMI (*Optical Modulation Index*) são mostrados para ilustrar o efeito da inserção de não linearidades por parte do MZM. Matematicamente definido como $OMI = (V_{RMS} \times \pi) / V_{\pi}$, para V_{RMS} o valor quadrático médio dos sinais CE-OFDM, este parâmetro permite variar a amplitude do sinal elétrico na entrada do MZM de forma a estimular regiões não lineares do mesmo.

Observa-se pelas Figuras 36, 37 e 38 que as curvas teóricas e simuladas são muito próximas principalmente para baixos níveis de modulação nas subportadoras, baixas taxas de transferência e principalmente baixos valores de OMI. A boa concordância entre as curvas ocorre para $OMI = 0,5$ porque nesta condição a excursão dos sinais simulados ocorre na região linear da curva característica do modulador MZM, condição esta, assumida

nas análises teóricas.

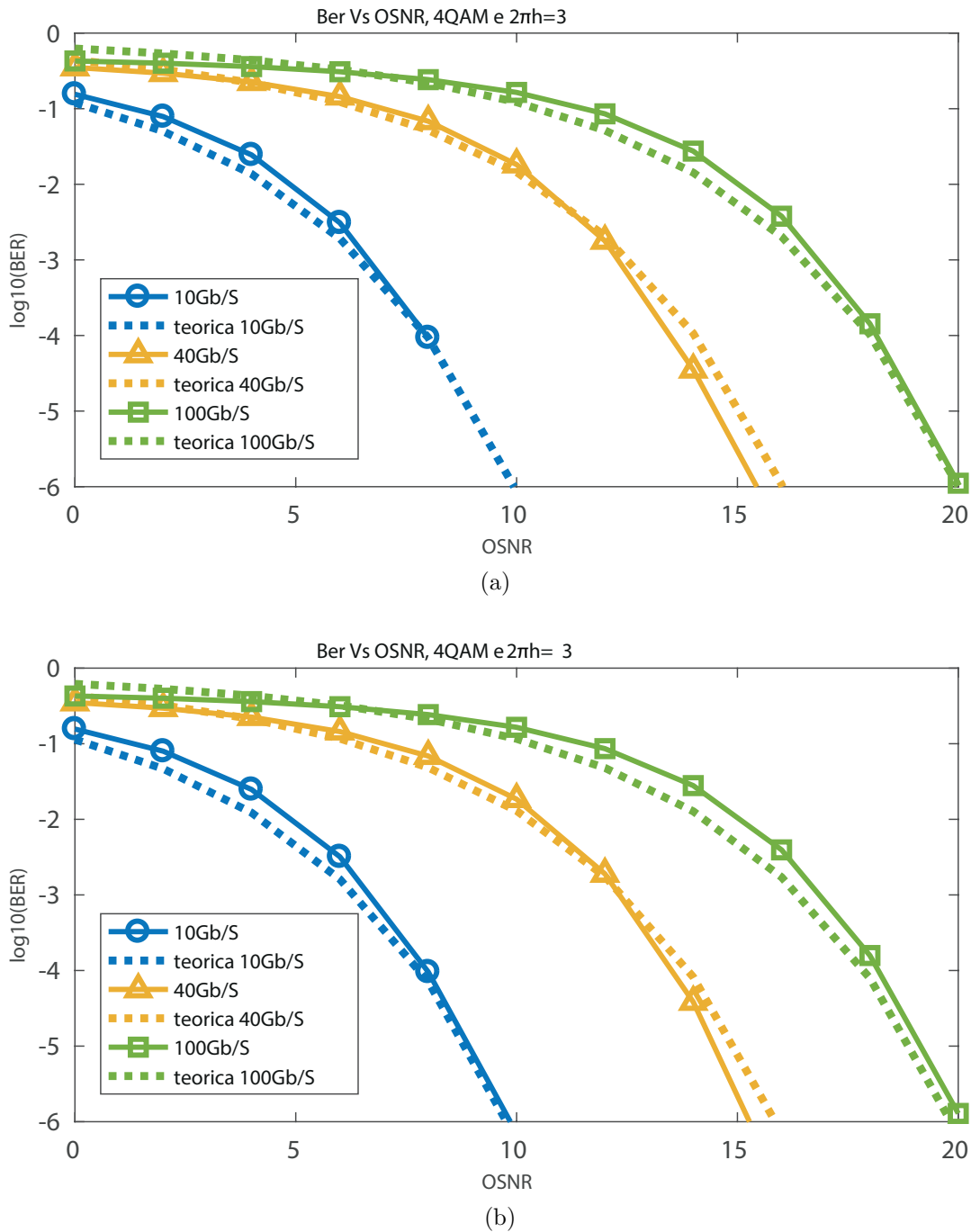
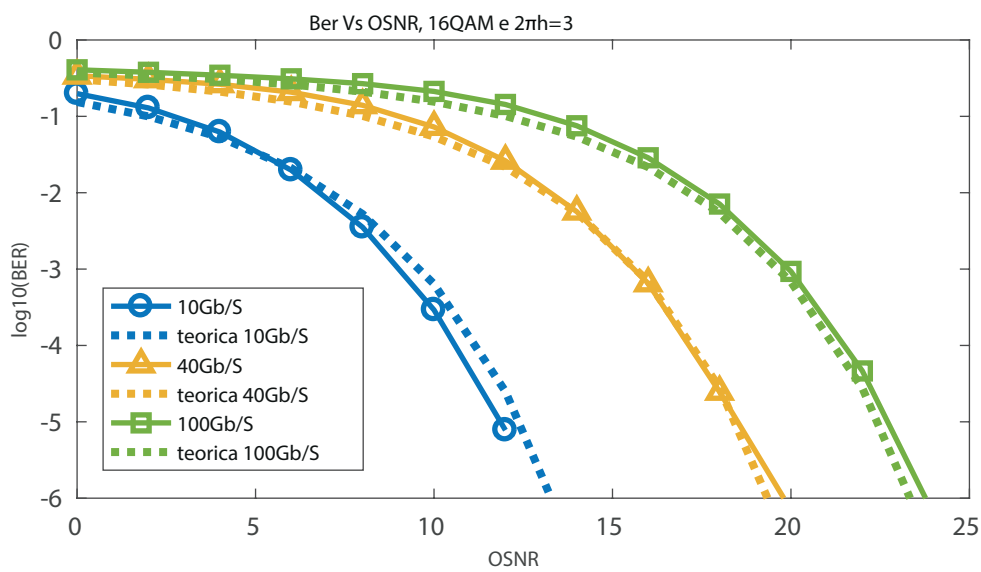


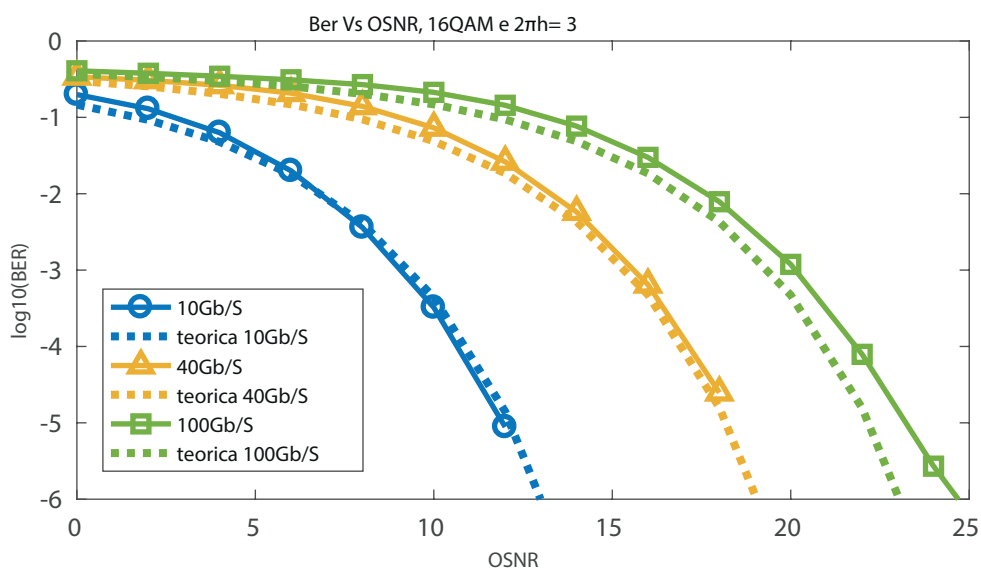
Figura 36 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado para 4 QAM como modulação nas subportadoras. (a) OMI = 0,5 e (b) OMI = 2,5.

Quando o valor de OMI é elevado e nível de modulação 4-QAM nas subportadoras ainda continua havendo uma boa concordância entre as curvas teóricas e simuladas. Para a taxa de transferência de 100 Gb/s, as curvas demonstram que, à medida que o nível de modulação e a OSNR aumentam, aparece uma ligeira discrepância entre as referidas curvas de desempenho. Essas divergências ocorrem por causa das não linearidades causadas pelo modulador MZM devido ao aumento do OMI que faz com que o sinal modulante explore

as faixas não lineares da curva característica do MZM.

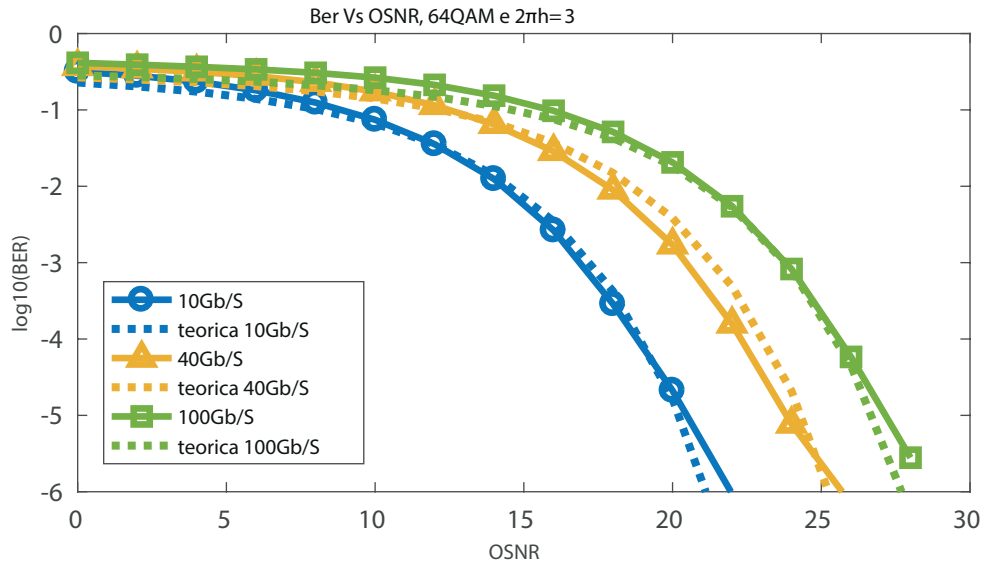


(a)

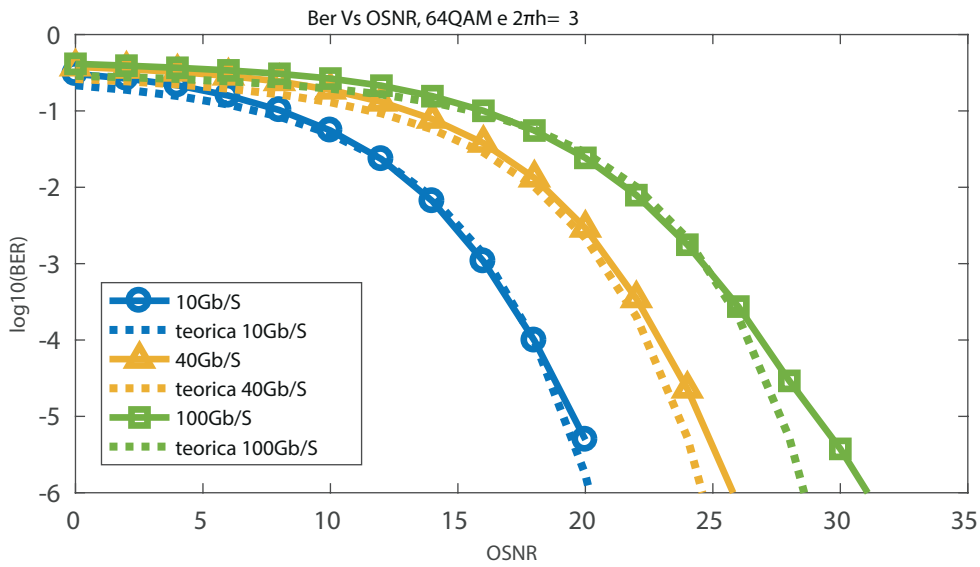


(b)

Figura 37 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado para 16 QAM como modulação nas subportadoras. (a) OMI = 0,5 e (b) OMI = 2,5.



(a)



(b)

Figura 38 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado para 64 QAM como modulação nas subportadoras. (a) OMI = 0,5 e (b) OMI = 2,5.

6.5 Efeito do Índice de Modulação de Fase no Desempenho

Conforme antecipado na análise teórica, o índice de modulação de fase reveste-se de fundamental importância no que diz respeito ao desempenho do sistema CO-CE-OFDM proposto. No entanto, uma avaliação numérica de seu efeito, bem como uma fiel comparação de desempenho simulado com o analítico aqui desenvolvido se fazem necessárias para enfatizar uma escolha otimizada do parâmetro $2\pi h$ que advém do compromisso que este estipula entre espalhamento espectral e desempenho (Silva et al. 2012).

Para analisar tal efeito no desempenho foram feitas simulações do sistema mostrado na Figura 34 e parametrizado conforme dados da Tabela 2, variando-se os parâmetros $2\pi h$ e a OSNR, medindo-se a taxa de erro de bits para valores fixos de OMI e 64-QAM como mapeamento nas subportadoras. A Figura 39 mostra o resultado das simulações obtido para o sistema a 100 Gb/s, OMI = 0,5 e valores do índice $2\pi h = \{0,5; 1,5; 2,0; 3,0 \text{ e } 4,0\}$.

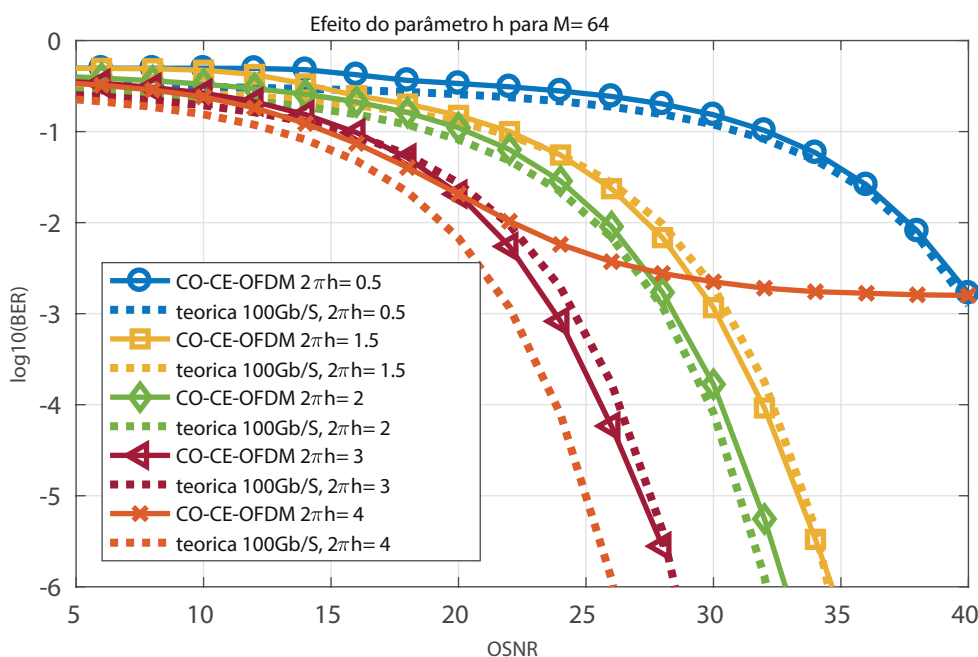


Figura 39 – Variação da taxa de erro de bits em função da OSNR para mapeamento 64-QAM, OMI = 0.5 e vários valores do índice de modulação de fase $2\pi h$.

Observa-se pela Figura 39 que a influência do parâmetro $2\pi h$ no desempenho do sistema pode ser dividida em duas etapas. Constata-se na primeira que, para baixos valores de $2\pi h$, o desempenho é muito fraco pois o sistema não consegue atingir a $BER = 10^{-3}$, mesmo para um valor de $OSNR = 40$ dB. À medida em que aumenta-se o valor de $2\pi h$, a OSNR requerida para um determinado limiar de BER (por exemplo, $BER = 10^{-3}$) diminui até que atinge o valor mínimo de $OSNR \approx 24$ dB para $2\pi h = 3$. A título de exemplo, a OSNR requerida para a $BER = 10^{-3}$ passa de aproximadamente 30 dB quando o valor de $2\pi h = 1.5$ para aproximadamente 24 dB quando $2\pi h = 3$. Observa-se ainda que as curvas

teóricas e simuladas são muito próximas, validando assim a dedução descrita na [Seção 6.2](#).

Constata-se ainda, que o demasiado aumento do índice de modulação de fase traduz-se na degradação do desempenho do sistema, conforme ilustra a curva de desempenho simulado para $2\pi h = 4$ na [Figura 39](#). Ainda pelo exemplo anterior observa-se que a OSNR requerida para $\text{BER} = 10^{-3}$ passa de aproximadamente 24 dB quando $2\pi h = 3$ para valores superiores a 40 dB quando $2\pi h = 4$. O forte alargamento espectral que ocorre para este valor de índice de modulação de fase explicam este comportamento, uma vez que qualquer patamar de ruído afeta o desempenho do sistema nestas situações (vide espectros no interior da [Figura 34](#)). Nestas ocasiões o desempenho teórico não acompanha o simulado devido às simplificações assumidas na sua descrição analítica⁴.

O comportamento acima referido pode ser melhor observado para o caso em que o valor da OSNR é mantido fixo e se faz a medição da taxa de erro de bits em função do parâmetro $2\pi h$. Outra de forma equivalente de ver isso, seria traçar na [Figura 39](#) uma reta vertical que intercepta todas as curvas (linhas cheias com marcadores) nela representadas e capturar os valores nos pontos de intercepção. O resultado dessa captura é ilustrado na [Figura 40](#), para valores de OSNR iguais a 20, 24 e 28 dB.

Note-se pelo comportamento das curvas mostrada na [Figura 40](#) que para $2\pi h = 0.5$, a taxa de erro de bits é muito alta ($\text{BER} = 10^{-1}$) devido à influência do ruído em baixos valores do referido índice. A taxa de erro diminui com o aumento de $2\pi h$ e atinge o seu menor valor mínimo (aproximadamente 10^{-5}) para $2\pi h$ próximo de 3. Aumentar ainda mais o valor deste índice de modulação acarreta em piora de desempenho devido aos efeitos não lineares inerentes à modulação de fase, dentre os quais o supracitado alargamento espectral. Os diagramas de constelação mostradas nas Figuras [40 \(b\)](#), [40 \(c\)](#) e [40 \(d\)](#) ilustram bem esse comportamento quando o valor de OSNR é fixado em 28 dB.

Convém ressaltar que o valor ótimo de $2\pi h$ não é fixo pois varia como o valor do OMI escolhido e com o nível de modulação nas subportadoras. Nas simulações realizadas os mínimos ocorreram para valores entre 2, 5 e 3, 5.

⁴ No modelo analítico assumiu-se que o sistema se comporta de forma linear, independentemente do valor de $2\pi h$ e do OMI. Os resultados aqui apresentados demonstram que isso nem sempre é verdade, especialmente, para altos valores de OMI e de $2\pi h$.

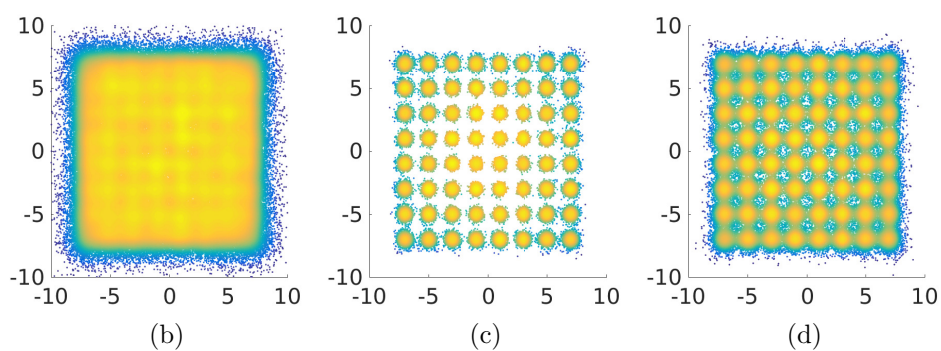
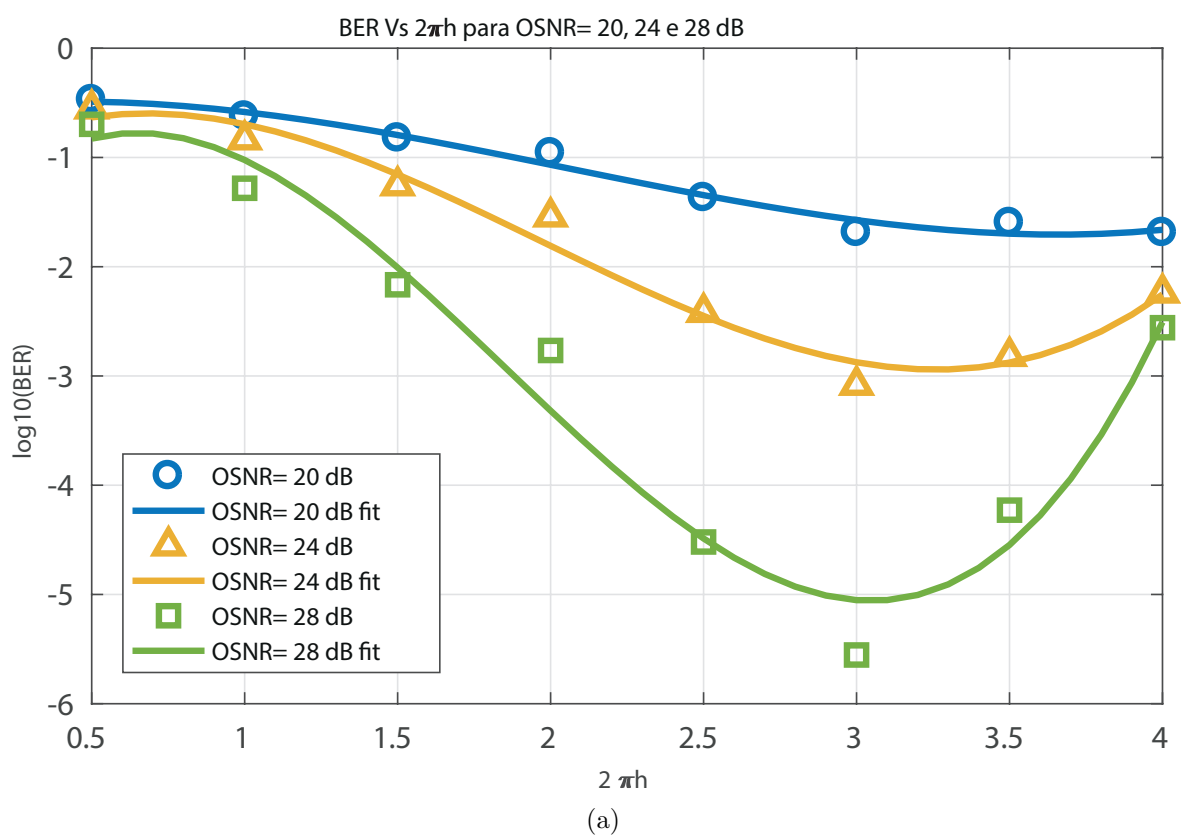


Figura 40 – (a)Variação da BER em função de $2\pi h$; (b), (c) e (d) mostram diagramas de constelação para $2\pi h = 1, 3$ e 4 respectivamente para OSNR = 28 dB.

7 CO-OFDM × CO-CE-OFDM: Comparação de Desempenhos

Para uma melhor percepção da robustez do sistema CO-CE-OFDM, simulou-se também um sistema CO-OFDM convencional, cuja arquitetura encontra-se representada na [Figura 28 \(b\)](#), com parâmetros de projeto semelhantes aos do sistema proposto. Comparações de desempenho BER entre os dois sistemas a 100 Gb/s foram realizadas face à variação dos parâmetros OSNR e OMI, na configuração B2B e após propagação em 1200 km de fibra monomodo padrão nos regimes linear e não linear.

Além disso, as tolerâncias à não linearidades inseridas pela fibra dos dois sistemas foram confrontadas pela métrica EVM ¹ (*Error Vector Magnitude*) mediante variação da potência do sinal na entrada da fibra. Ressalta-se que os efeitos da largura de linha do laser de transmissão e do oscilador local foram desconsiderados em todas as simulações realizadas. Além de modelar a ASE como um ruído AWGN, a responsividade dos fotodetectores que compõem o detector balanceado foi ajustada para $R = 1$ (fotodetectores ideais).

7.1 Desempenho BER × OSNR dos Sistemas em B2B

As [Figuras 41, 42 e 43](#) ilustram gráficos comparativos entre os desempenhos do sistema proposto e o sistema CO-OFDM convencional em B2B óptico, ou seja na configuração em que a saída do MZM é a entrada de sinal do detector óptico coerente.

A [Figura 41 \(a\)](#) mostra os resultados para o caso em que as subportadoras foram mapeadas em 4-QAM e o índice de modulação óptica (OMI) escolhido foi de 0,5. Observa-se que o sistema convencional apresenta um desempenho ligeiramente superior ao proposto para baixos valores de OSNR. Para a $BER = 10^{-2}$ existe uma penalidade de cerca de 2 dB no desempenho do sistema CO-CE-OFDM em relação ao sistema convencional, penalidade essa que diminui à medida que a OSNR aumenta, passando de aproximadamente 1,8 dB em $BER = 10^{-3}$ para praticamente 0 quando a BER alcança 10^{-5} .

A [Figura 41 \(b\)](#) ilustra os resultados para o caso em que o OMI escolhido é elevado (2,5). Para a mesma modulação nas subportadoras, observa-se um comportamento semelhante por parte das duas curvas, embora neste caso a diferença de 0 dB ocorre para $BER = 10^{-4}$. Note-se ainda que o desempenho do sistema CO-CE-OFDM manteve-se praticamente inalterado com o aumento do OMI, enquanto que o desempenho do sistema convencional(= 10^{-4}) deteriorou-se em aproximadamente uma década logarítmica.

¹ Recorra ao [Apêndice C](#) para detalhes sobre como esta métrica é calculada.

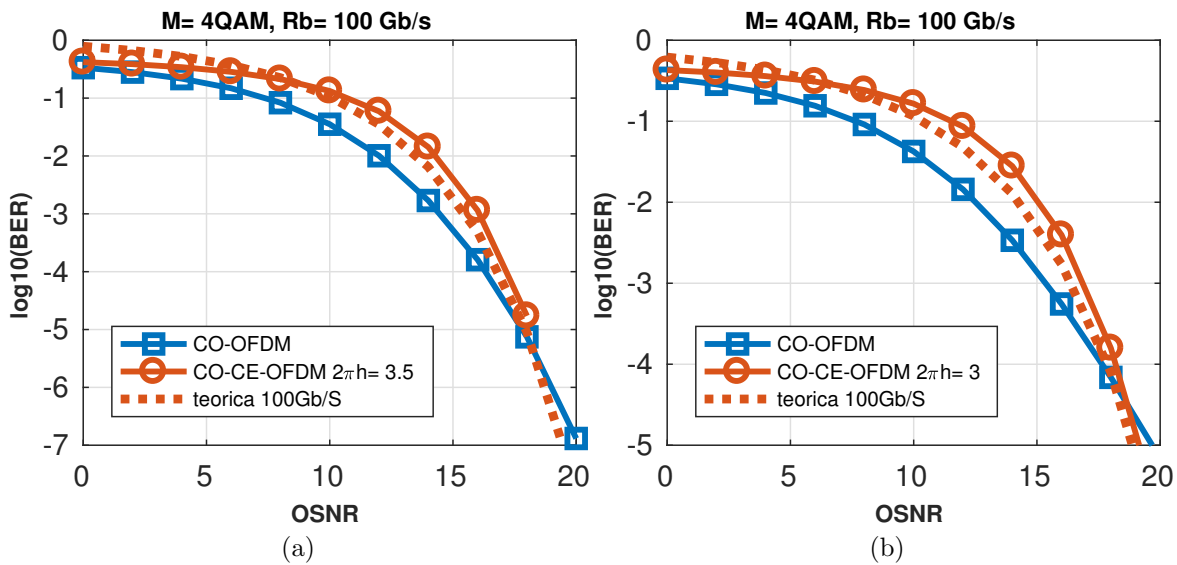


Figura 41 – Variação da taxa de erro de bits em função da OSNR para 4-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0, 5; (b) OMI = 2, 5.

A degradação no desempenho do sistema CO-OFDM convencional devido ao aumento do OMI é mais evidente para os níveis de mapeamentos maiores (16 e 64-QAM). Os resultados das Figuras 42 (a) e 43 (a) demonstram que para níveis de modulação QAM superiores a 4, baixos valores de OMI e com a adequada escolha do parâmetro $2\pi h$, CO-CE-OFDM atinge o mesmo desempenho do convencional. Contudo, o desempenho do sistema CO-OFDM degrada com o aumento do OMI, conforme ilustram as Figuras 42 (b) e 43 (b). Para 16 QAM, CO-CE-OFDM necessita de cerca de 18 dB de OSNR para atingir uma BER de 10^{-3} , enquanto que CO-OFDM requer cerca 28 dB de OSNR, ou seja, o desempenho do sistema convencional apresenta uma penalidade de aproximadamente 10 dB relativamente ao CO-CE-OFDM.

O mesmo comportamento é observado para o caso apresentado na Figura 43 (b) onde a penalidade é ainda mais acentuada, mesmo quando a relação sinal-ruído é elevada. Isto mostra que níveis de modulações elevados e altas taxas (100 Gb/s), CO-CE-OFDM é muito mais robusto às distorções não lineares oriundas do modulador MZM. Embora, dependendo do índice de modulação escolhido ($2\pi h > 3.5$), o sistema proposto pode apresentar um alargamento e, conseqüentemente, perda na eficiência espectral.

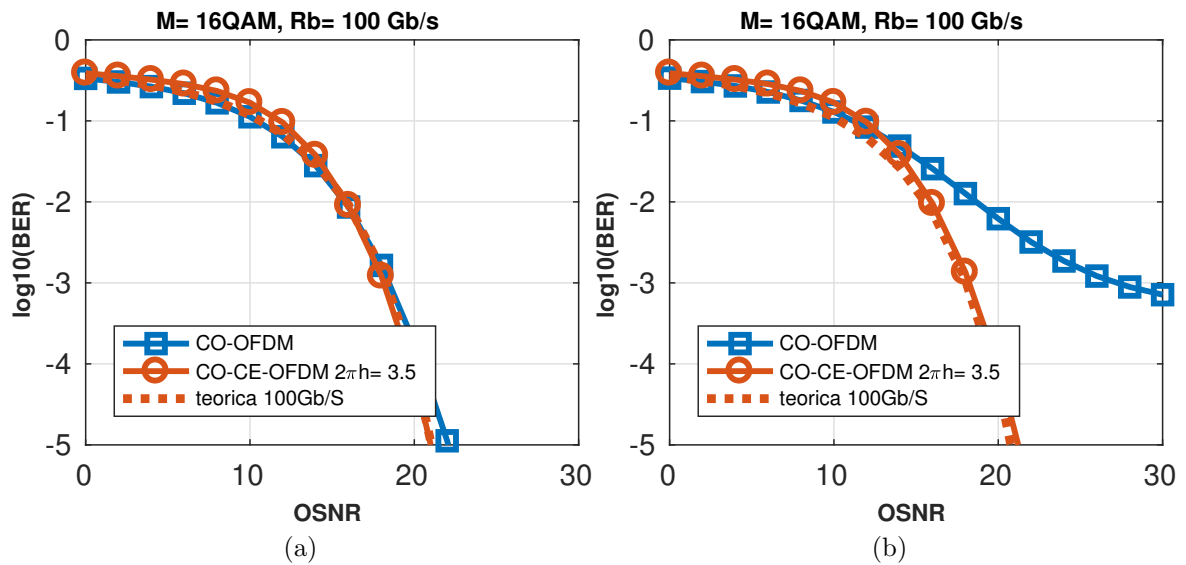


Figura 42 – Variação da taxa de erro de bits em função da OSNR para 16-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.

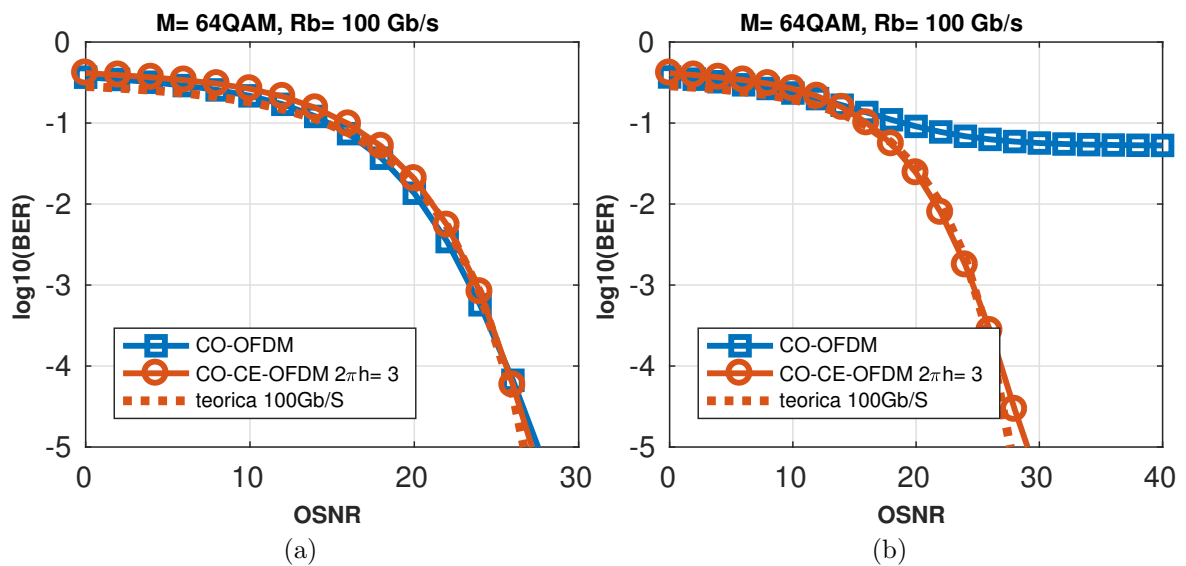


Figura 43 – Variação da taxa de erro de bits em função da OSNR para 64-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.

7.2 Propagação em 1200 km de Fibra SSMF em Regime Linear

Os resultados de simulação que permitam comparar os desempenhos dos sistemas CO-CE-OFDM e CO-OFDM convencional após propagação em 1200 km de fibra SSMF em regime linear são discutidos nesta Subsecção. Os principais parâmetros de configuração adotados nas simulações foram o coeficiente de atenuação de $\alpha = 0,2$ dB/km, a área efetiva $A_{eff} = 8 \cdot 10^{-11}$ m², o coeficiente de dispersão $D = 17$ ps/nm/km e o comprimento de onda de operação $\lambda = 1550$ nm. Os 1200 km de fibra foram divididos em 12 trechos (*spans*) de 100 km cada, conforme ilustra a Figura 34.

7.2.1 Efeito da Variação do Índice de Modulação Óptica OMI

De forma a analisar o efeito da variação do índice de modulação óptica OMI no desempenho dos dois sistemas, foram realizadas simulações onde se fez com que este variasse entre 0, 1 e 4, 0 mantendo-se fixa a OSNR. A Figura 44 mostra gráficos comparativos de desempenho dado pela variação da taxa de erro de bits em função da variação do OMI.

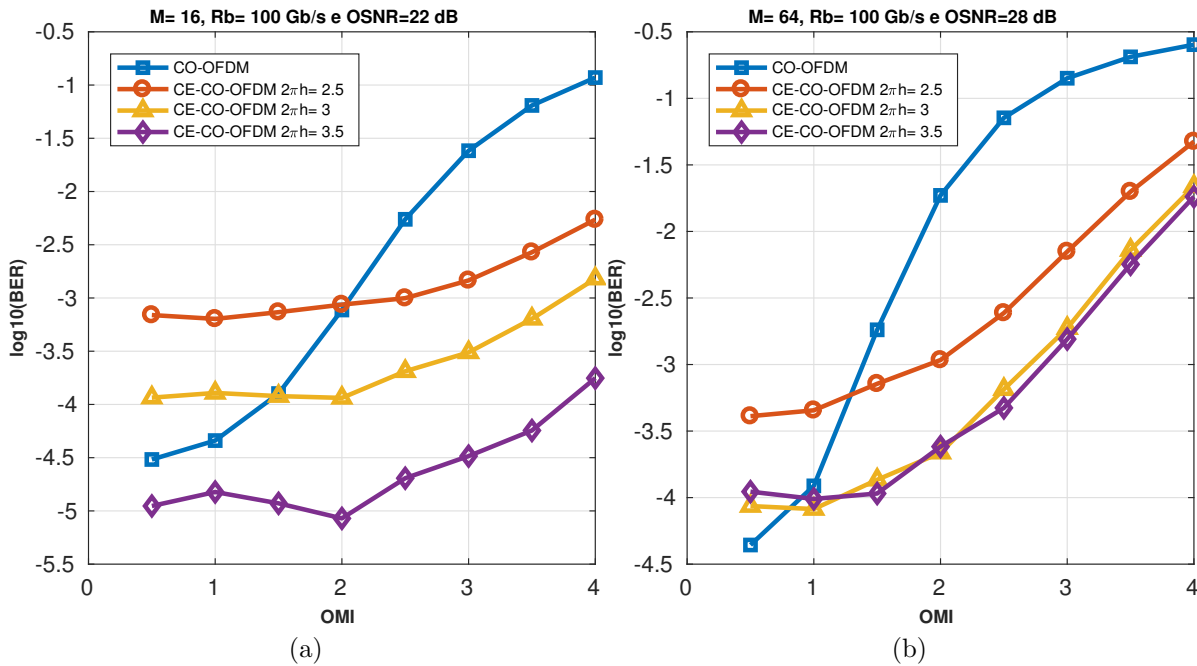


Figura 44 – Comparação do desempenho BER \times OMI para os sistemas CO-CE-OFDM e CO-OFDM operando a 100 Gb/s. (a) Para 16-QAM como mapeamento nas subportadoras; (b) para 64-QAM como mapeamento nas subportadoras.

Conforme esperado, o desempenho de ambos os sistemas piora com o aumento do índice de modulação óptica. A Figura 44 (a) ilustra o caso em que foram utilizados níveis de modulação de 16-QAM nas subportadoras e OSNR = 22 dB. Os resultados mostram que, com exceção do caso em que $2\pi h = 3,5$ foi usado no sistema proposto, o

sistema CO-OFDM convencional apresenta melhor desempenho para valores de $OMI \leq 1,5$. Para valores de $OMI \geq 2,0$ o seu desempenho é pior em comparação com o do sistema CO-CE-OFDM em todos os índices de modulação de fase considerados. Essa degradação é explicada pelo efeito causado pela clipagem de sinais OFDM resultante da característica não linear da curva do modulador óptico MZM. A tolerância a estas não linearidades, geradas pelo modulador MZM, é maior no sistema CO-CE-OFDM precisamente devido à redução de PAPR nele proposta.

A [Figura 44 \(b\)](#) ilustra os resultados em que as subportadoras foram mapeadas em 64-QAM e o valor do OSNR foi fixado em 28 dB. Observa-se que para valores de OMI inferiores a 1, o sistema CO-OFDM convencional apresenta uma taxa de erro de bits menor do que o sistema proposto. De forma análoga ao que acontece para 16-QAM, o aumento ocorrido no OMI traduz-se em uma acentuada degradação na curva do desempenho do sistema CO-OFDM. Já para o sistema CO-CE-OFDM as curvas de desempenho mantêm-se quase que constantes para valores de OMI inferiores a 2,0. A partir daí o desempenho degrada-se de forma linear, mas com um declive menor do que o do sistema CO-OFDM. Por exemplo, fixando um limiar de taxa de erro de bits $BER = 10^{-3}$, observa-se que o sistema convencional atinge o limiar muito antes que o sistema proposto. Enquanto que CO-OFDM atinge o limiar para valores de $OMI \approx 1,4$, CO-CE-OFDM só o atinge para valores de $OMI \approx 3,0$. Demonstra-se com isso que o sistema CO-CE-OFDM apresenta melhor tolerância à variação do índice de modulação óptica, portanto, menos sensível às não linearidades inseridas pelo modulador óptico Mach-Zehnder.

7.2.2 Desempenho $BER \times OSNR$

Para avaliar o desempenho da taxa de erro de bits face à variação da OSNR foram feitas simulações com ambos os sistemas parametrizados conforme dados resumidos na [Tabela 2](#). Assumiu-se que o ruído ASE é dominante e mais uma vez foi modelado como ruído aditivo Gaussiano branco. Para o sistema CO-CE-OFDM, as curvas de $BER \times OSNR$ foram obtidas para diversos valores de $2\pi h$. O efeito do índice de modulação óptica foi averiguado considerando os desempenhos para $OMI = 0,5$ (pequena excursão de sinal) e $OMI = 2,5$ (larga excursão) em ambos os sistemas. A potência óptica na entrada da fibra foi mantida constante e o seu valor foi ajustado para 0 dBm.

As [Figuras 45 e 47](#) mostram resultados obtidos para os níveis de modulação 16 e 64-QAM, respectivamente. Observa-se que à semelhança do comportamento apresentado pelas curvas mostradas na [Seção 7.1](#), em uma primeira fase o sistema CO-CE-OFDM beneficia-se com o aumento do índice de modulação de fase, onde a melhor curva de desempenho ocorre para valores de $2\pi h$ entre 3,0 e 3,5. Doravante, a menos que seja explicitamente indicado, quando se fala das curvas de desempenho $BER \times OSNR$ de sistemas CO-CE-OFDM, refere-se às curvas para $2\pi h = 3,0$ e $2\pi h = 3,5$. Embora não

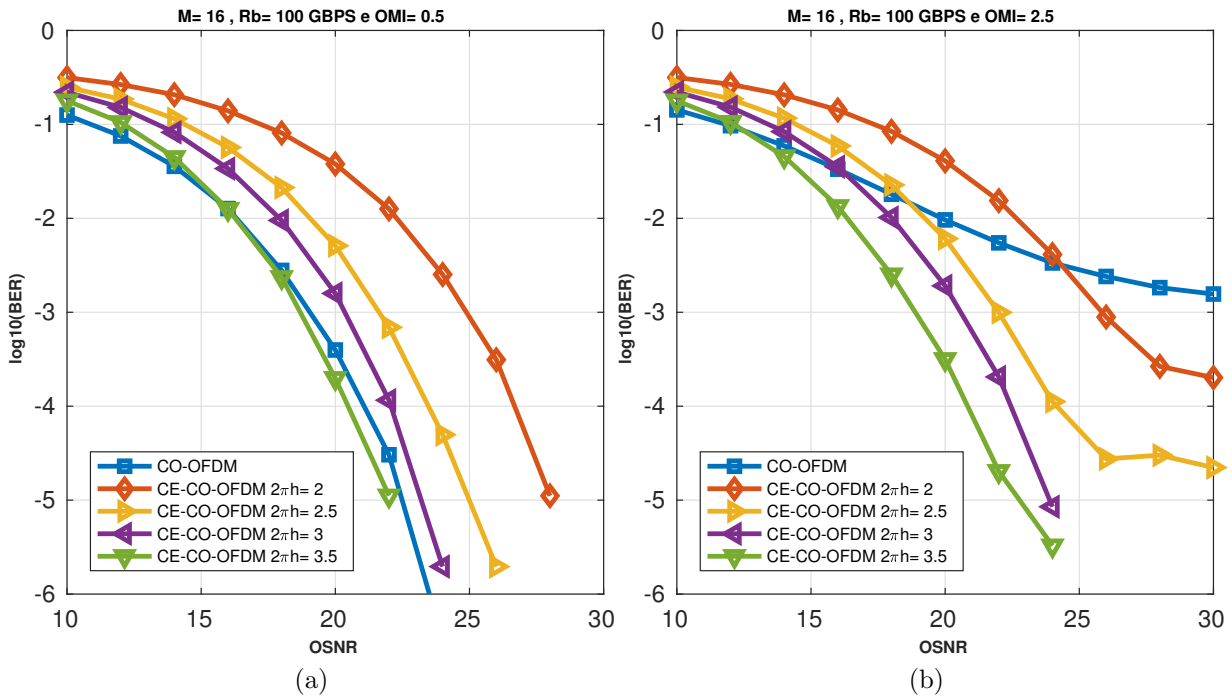


Figura 45 – BER \times OSNR para mapeamento 16-QAM. (a) OMI = 0, 5; (b) OMI = 2, 5.

estejam representados nas Figuras, os desempenhos para valores do índice de modulação de fase superiores a 3, 5 são piores que os reportados nas figuras 45 e 47. Essa degradação é explicada pela intolerância ao ruído dada pelo demasiado alargamento espectral que ocorre nestas ocasiões.

Conforme esperado, para baixos valores do índice de modulação óptica, o desempenho é semelhante entre os dois sistemas para $2\pi h = 3, 5$ como ilustram as Figuras 45 (a) e 47 (a). Com exceção da curva CO-CE-OFDM para $2\pi h = 3, 0$ ilustrada na Figura 47 (a), o desempenho do sistema proposto é inferior ao sistema convencional simulado. Observa-se que para 16-QAM, tanto o sistema CO-OFDM quanto CO-CE-OFDM com $2\pi h = 3, 5$ necessitam de aproximadamente 17 dB de OSNR para atingir a $\text{BER} = 10^{-3}$. Para 64-QAM, esse limiar é atingido para valores de OSNR próximos de 27 dB. Essa similaridade no desempenho é reforçada pelos diagramas de constelação mostrados na Fig. 46, para mapeamento 16-QAM, OMI = 0, 5 e OSNR = 28 dB.

O ganho de desempenho do sistema CO-CE-OFDM torna-se evidente quando o índice de modulação óptica é alto (≥ 2), conforme ilustram as curvas mostradas nas Figuras 45 (b) e 47 (b) em que o OMI escolhido foi 2, 5. No entanto, algumas curvas de desempenho do sistema CO-CE-OFDM ($2\pi h = 2$ e $2\pi h = 2, 5$) apresentam uma estagnação no decaimento apesar do aumento da relação sinal-ruído óptica devido à sensibilidade ao ruído.

Constata-se nas curvas mostradas na Figura 45 (b) que a OSNR necessária para se atingir uma taxa de erro de bits de 10^{-3} é de cerca de 18 dB para o sistema CO-CE-

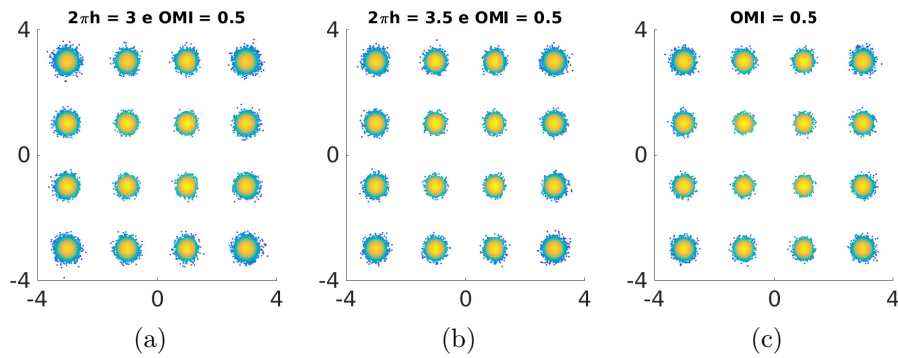


Figura 46 – Diagramas de constelação para $OMI = 0,5$, $OSNR = 28$ dB. (a) CO-CE-OFDM com $2\pi h = 3,0$; (b) CO-CE-OFDM com $2\pi h = 3,5$; (c) CO-OFDM.

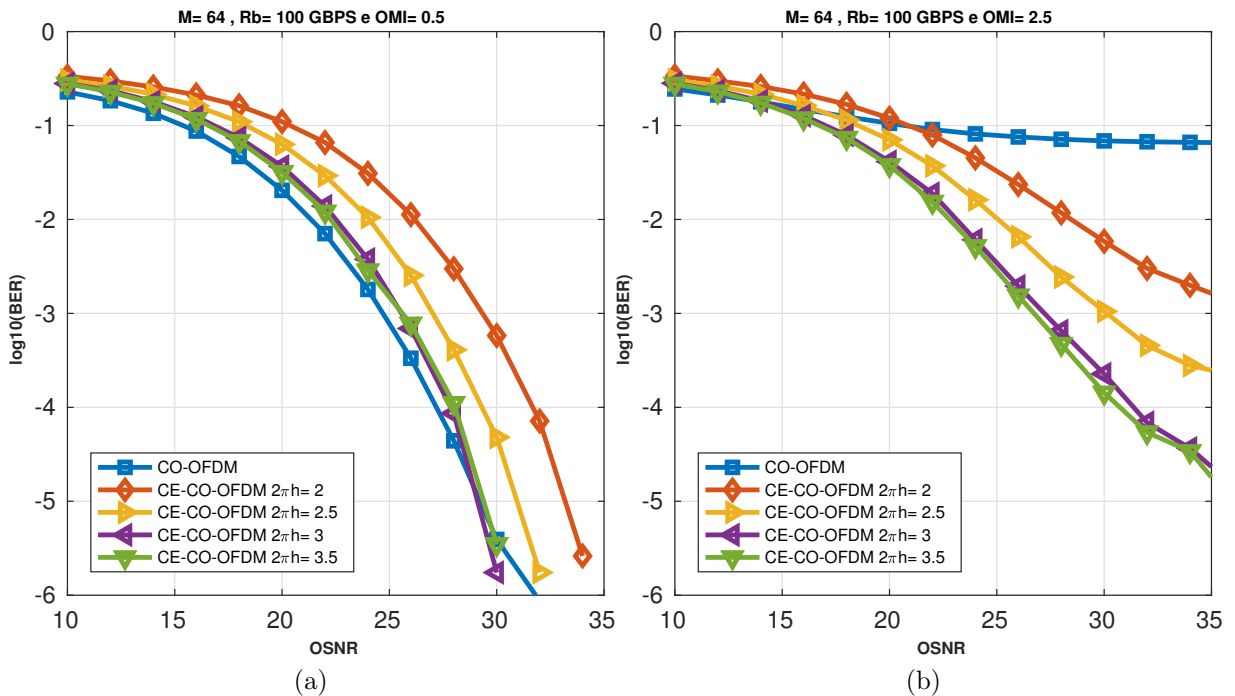


Figura 47 – BER \times OSNR para mapeamento 64-QAM. (a) $OMI = 0,5$; (b) $OMI = 2,5$.

OFDM, enquanto que para o sistema CO-OFDM, esse valor é superior a 30 dB. Para o nível de modulação de 64-QAM percebe-se pela [Figura 47 \(b\)](#) que para $OSNR = 36$ dB, CO-CE-OFDM alcança a $BER = 10^{-5}$ enquanto que o sistema CO-OFDM só atinge uma BER igual 10^{-1} . O menor valor de OSNR requerido pelos sistemas CO-CE-OFDM mostra a robustez da técnica CE-OFDM no combate às não linearidades inseridas pelo modulador MZM. Esse ganho no desempenho é enfatizado observando-se os diagramas mostrados na [Figura 48](#) obtidos para mapeamento 64-QAM, $OSNR = 35$ dB e $OMI = 2,5$.

Figuras. [Figura 48 \(a\)](#) e [Figura 48 \(b\)](#) correspondem a um sistema CO-CE-OFDM com $2\pi h = 3$ e $2\pi h = 3.5$ respectivamente, e [Figura 48 \(c\)](#) ao sistema CO-OFDM. Observa-se que para o sistema CO-CE-OFDM, os símbolos do centro da constelação estão bem definidos enquanto que alguns mais afastados estão mais dispersos o que mostra a

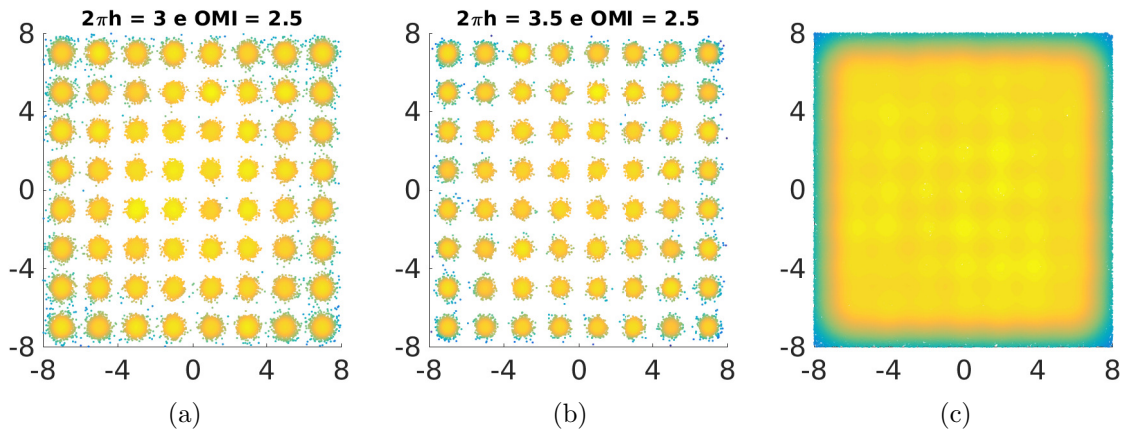


Figura 48 – Diagramas de constelação obtidas para OMI = 2, 5; OSNR = 35 dB e 64-QAM. (a) CO-CE-OFDM $2\pi h = 3$; (b) CO-CE-OFDM $2\pi h = 3.5$; (c) CO-OFDM

sensibilidade ao ruído provocado pelo aumento do OMI. Já no caso do sistema CO-OFDM, a constelação apresenta-se totalmente dispersa.

7.3 Tolerância à Não Linearidades da Fibra

Conforme descrito no [Capítulo 2](#), a propagação de um pulso $E(z, t)$ através de uma fibra óptica monomodo, para transmissão de polarização única, é governada pela equação não linear de Schrödinger (NLSE). De uma forma simplificada, a NLSE pode ser escrita como $\frac{\partial E}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})E$, onde \hat{D} é um operador diferencial que representa a dispersão e a atenuação, e $\hat{N} = j\gamma|E|^2$ expressa o operador não linear que regula os efeitos não lineares no sinal de propagação e γ representa o parâmetro de não linearidade da fibra óptica.

A NLSE é tipicamente resolvida numericamente pelo método *split-step Fourier* (SSF). A solução numérica dada pelo método SSF envolve a divisão da fibra óptica em pequenos segmentos de comprimento Δ_z , em que os efeitos da dispersão e não-linearidade são considerados separadamente.

Nas análises apresentadas nesta Seção foi considerada uma fibra monomodo padrão com coeficiente não linear $\gamma = 1.365 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$. A propagação dos sinais ao longo da fibra foi simulada pelo método split-step Fourier para a equação não linear de Schrödinger generalizada, a qual inclui a atenuação, a dispersão cromática e as não linearidades provenientes do efeito Kerr. Para comparar a tolerância a efeitos não lineares da fibra, os desempenhos foram obtidos medindo-se a EVM dos sistemas a 100 Gb/s, fazendo variar a potência da entrada da fibra entre -8 e $+12$ dBm. Para se isolar os efeitos da degradação causadas pelo aumento da potência óptica dos efeitos causados pelo ruído óptico, o valor do OSNR foi fixado em 35 dB.

As Figuras. [49](#), [50](#) e [51](#) mostram respectivamente as curvas de desempenhos obtidos

para os mapeamentos 4, 16 e 64-QAM, após propagação por 1200 km de fibra SSMF. De uma forma geral, constata-se pelas Figuras 49 (a), 50 (a) e 51 (a) que para baixos valores de OMI e potências de inserção na fibra $P_{in} \leq -4$ dBm os dois sistemas apresentam desempenhos semelhantes.

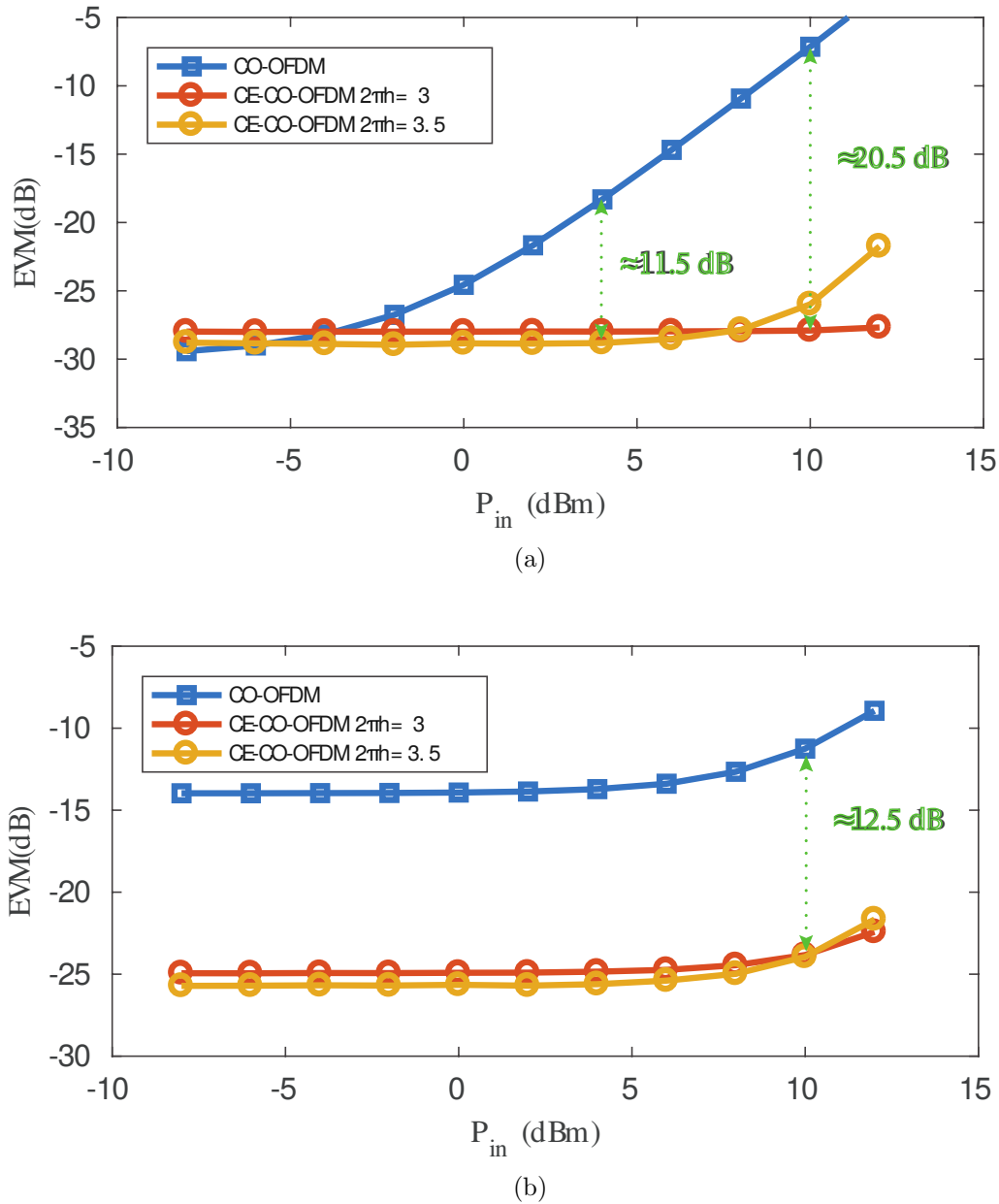
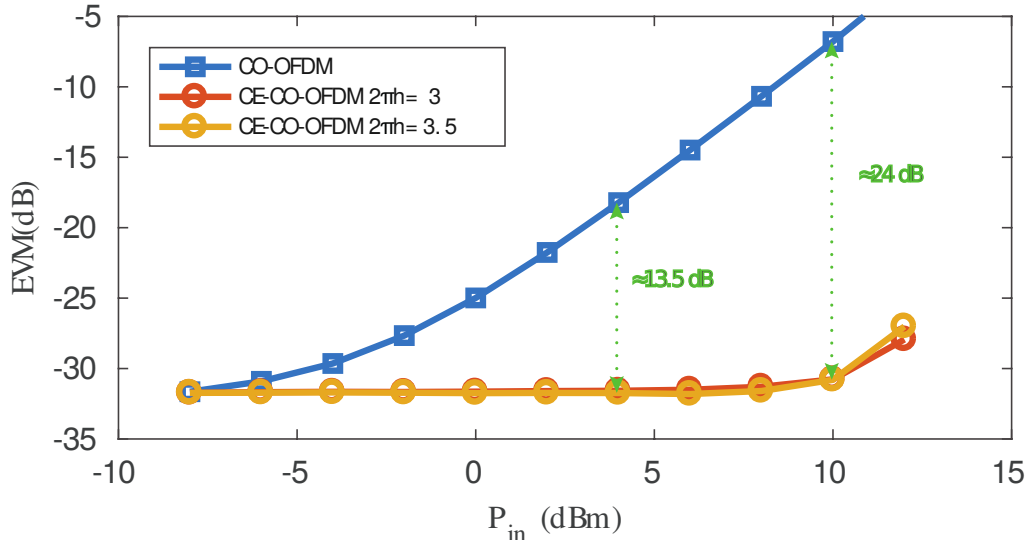


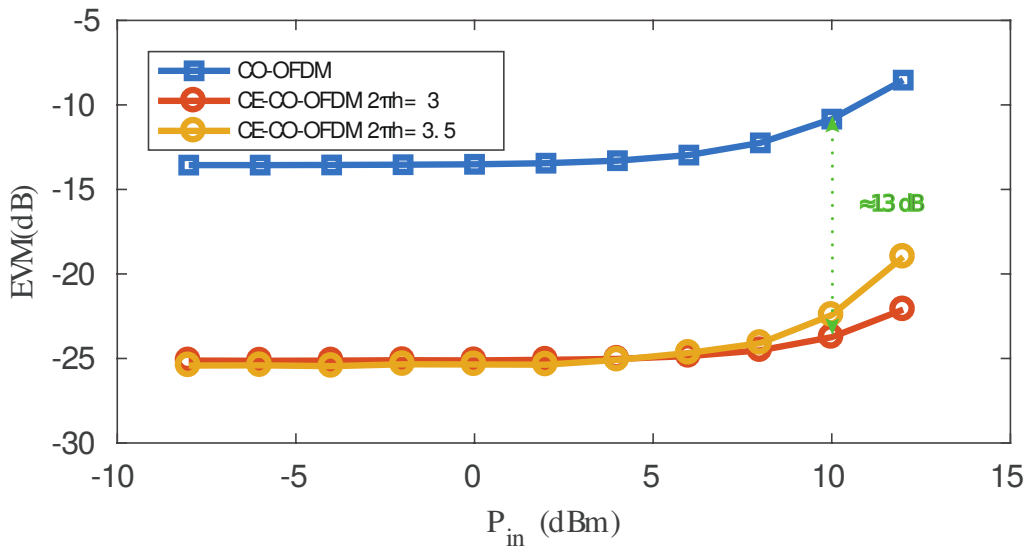
Figura 49 – Variação da EVM em função da potência óptica na entrada da fibra, para 4-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0, 5; (b) OMI = 2, 5.

Com o aumento da potência óptica P_{in} , os efeitos não lineares, principalmente a SPM, começam a tornar-se dominantes, degradando assim o desempenho do sistema CO-OFDM enquanto que o desempenho do sistema CO-CE-OFDM mantém-se constante até aproximadamente 10 dBm. Por exemplo, para 16-QAM e uma potência na entrada da fibra de 4 dBm, o sistema convencional apresenta uma penalidade no desempenho de

aproximadamente 13,5 dB em relação ao sistema CO-CE-OFDM, penalidade essa que aumenta para cerca de 24 dB quando a potência é ajustada para 10 dBm.



(a)

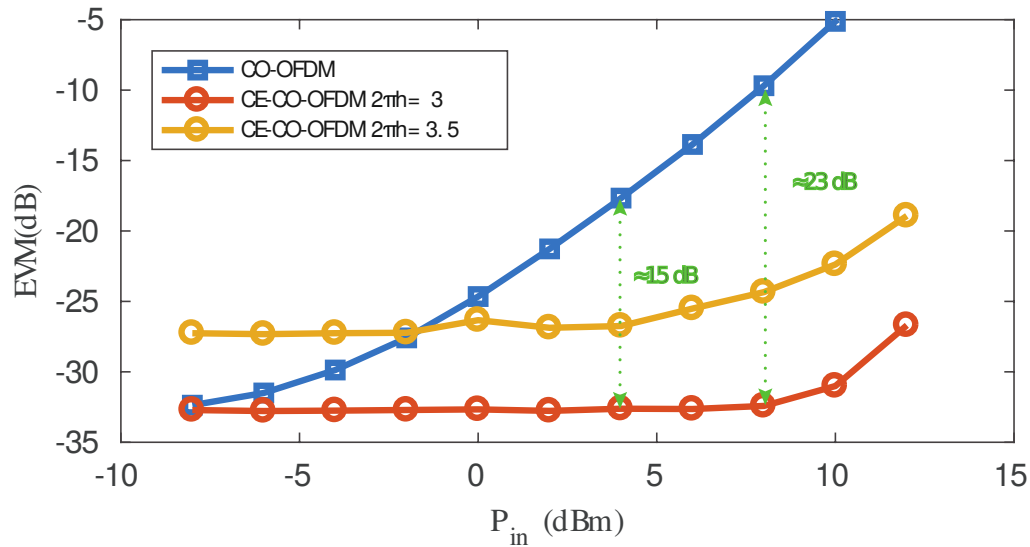


(b)

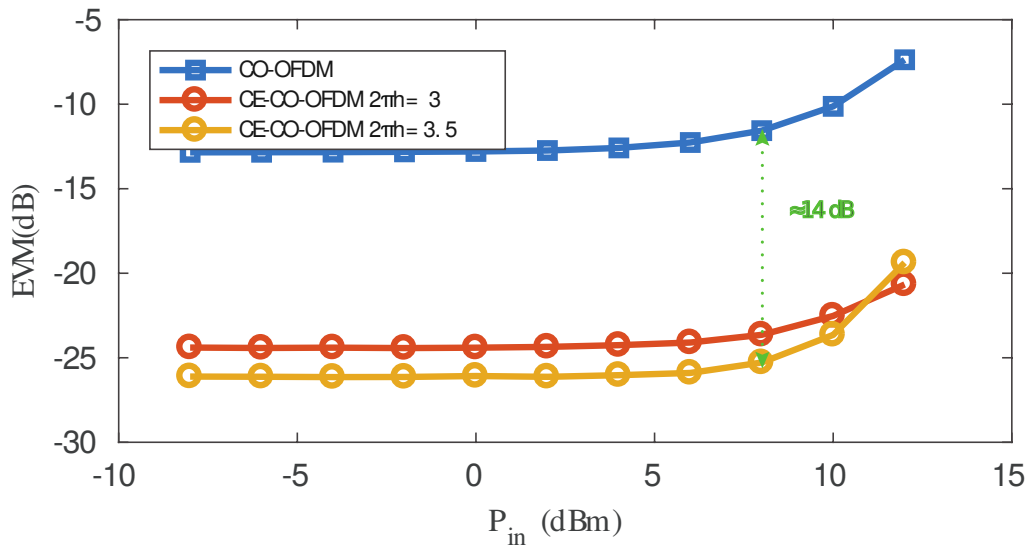
Figura 50 – Variação da EVM em função da potência na entrada da fibra, para 16-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.

Para o caso em o valor de OMI foi ajustado para 2,5, situação representada nas Figuras. 49 (b), 50 (b) e 51 (b) para 4, 16 e 64-QAM respectivamente, CO-OFDM apresenta uma penalidade no desempenho de aproximadamente 13 dB quando comparado com o sistema proposto, penalidade essa que mantém-se constante praticamente ao longo da faixa de valores de potência óptica simulados. Nota-se ainda que para os valores de potências de entrada na fibra $P_{in} \leq 8$ dBm, as curvas de desempenho dos sistemas praticamente não se alteram. Isso deve-se ao fato dos efeitos não lineares gerados pelo

modulador MZM serem dominantes em relação aos efeitos não lineares gerados na fibra. Para potências superiores a 8 dBm, o efeito do aumento da potência de entrada na fibra começa a dominar, reduzindo assim a tolerância supracitada. No entanto, um ganho médio na EVM de aproximadamente 13 dB foi registrado no sistema proposto quando comparado com o convencional.



(a)



(b)

Figura 51 – Variação da EVM em função da potência na entrada da fibra, para 64-QAM como mapeamento nas subportadoras. (a) OMI = 0,5; (b) OMI = 2,5.

Conclui-se, portanto que, devido ao seu baixo valor de PAPR, o sistema CO-CE-OFDM proposto é menos sensível aos efeitos não lineares introduzidos pela fibra e, portanto, tolera maiores valores de potência na sua entrada. Isso acontece, porque conforme foi demonstrado em (Goebel et al. 2008), existe uma forte correlação entre a FWM e o valor do

PAPR do sinal. No domínio do tempo, os efeitos não lineares são proporcionais à potência instantânea do sinal, de modo que uma abordagem intuitiva para reduzir os efeitos nocivos da FWM é manter a potência instantânea do sinal próximo da sua média em todos os momentos, o que equivale a manter o PAPR do sinal em um nível baixo. No entanto, um sinal CO-CE-OFDM não consegue manter a sua característica de envoltória constante ao longo de todo comprimento da fibra de transmissão e, portanto, apresenta um limite de tolerância aos efeitos não lineares causados pelo aumento da potência óptica. Esse limite deve-se à combinação dos efeitos da dispersão cromática e dos efeitos não lineares. A dispersão cromática faz com que diferentes componentes espectrais sofram diferentes deslocamentos de fase e somem-se de uma forma diferente. Assim sendo, a envoltória complexa do sinal óptico sofre uma variação da amplitude ao longo do tempo. Esta distorção linear em si não é tão crítica porque pode ser corrigida mediante o uso de equalizadores no receptor. Contudo, devido às diferentes amplitudes, o sistema CO-CE-OFDM sofre com distorções não lineares, também. Esta é a razão para o limite da potência de sinal na entrada da fibra registrada no sistema proposto ([Hoyningen-Huene et al. 2011](#)).

8 Conclusões e Trabalhos Futuros

O uso de modulações avançadas, a capacidade de compensar dispersões eletronicamente, a adaptabilidade a diferentes situações de tráfegos e o aumento das distâncias de transmissão são características atrativas que estão na base da aplicação da multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM em sistemas de comunicação óptica com detecção coerente. No entanto, ao contrário das modulações de portadora única, sinais OFDM possuem grandes variações de amplitude, o que resulta numa elevada razão entre a potência de pico e a potência média dos sinais traduzido pelo parâmetro PAPR e, portanto, podem sofrer com não linearidades antes mesmo da sua inserção na fibra óptica.

Nesta tese de Doutorado, um sistema de comunicação via fibra óptica que combina a transmissão de sinais OFDM elétricos com envoltória constante com detecção coerente, designado de CO-CE-OFDM foi proposto como uma medida de redução de PAPR para mitigar as não linearidades originadas pelo modulador Mach-Zehnder (MZM) e pelo aumento da potência óptica na fibra. Recorrendo-se à modulação de fase elétrica, o sinal à saída do transmissor OFDM que serve de sinal modulante na modulação óptica possui envoltória constante com $\text{PAPR} = 3 \text{ dB}$.

Simulações numéricas foram realizadas com o intuito de avaliar o impacto de alguns parâmetros considerados importantes, tais como o índice de modulação de fase elétrica $2\pi h$, o índice de modulação óptica OMI, a relação sinal-ruído óptico OSNR e variação da potência na entrada da fibra P_{in} , no desempenho do sistema proposto. Para efeitos de validação dos resultados obtidos via simulações numéricas, foi desenvolvido um modelo analítico que permite avaliar de forma rápida e eficiente quais os efeitos da OSNR, índice de modulação de fase e índice de modulação óptica sobre taxa de erro de bits, considerando-se as não linearidades do MZM. Resultados mostraram que é possível estabelecer uma série de valores para $2\pi h$ e OMI para os quais o modelo proposto se comporta de forma linear, estabelecendo uma grande aproximação entre as curvas de desempenho dos modelos analítico e simulado.

O impacto da fibra óptica no desempenho do sistema CO-CE-OFDM também foi analisado, quer no regime linear, quer no modo não linear de funcionamento da fibra óptica. Para tal, as curvas de desempenho do sistema proposto, para vários níveis de modulação e para várias taxas de transferências, foram comparadas aos de um sistema CO-OFDM convencional, face à variação de parâmetros como $2\pi h$, OMI, OSNR e P_{in} . Em regime linear, resultados mostraram que CO-CE-OFDM apresenta maior tolerância às não linearidades introduzidas pelo modulador MZM quando o índice de modulação óptica OMI cresce para valores superiores a 1. Para 100 Gb/s e com OMI = 2, 5 e 16-QAM, o

desempenho de um sistema CO-CE-OFDM com $2\pi h = 3,5$ mostrou-se bastante superior ao sistema convencional, apresentando uma taxa de erro de bits próximo de $BER = 10^{-5}$ contra 10^{-2} do sistema CO-OFDM. Para altos valores de OMI, o sistema CO-OFDM apresentou pior desempenho que o proposto, devido à sua menor robustez contra efeitos não lineares do modulador MZM. Penalidades no desempenho $BER \times OSNR$ na ordem dos 10 dB foram registradas para valores de OSNR maiores do que 30 dB.

O impacto dos efeitos não lineares que ocorrem na fibra, decorrente do aumento da potência óptica também foi analisado neste trabalho. Mesmo para baixos valores de OMI e altos valores de OSNR, devido ao seu baixo PAPR e envoltória constante, CO-CE-OFDM apresentou ganhos de desempenhos de aproximadamente 26 dB, quando a potência óptica na entrada é de 10 dBm e 64-QAM a modulação nas subportadoras. Para altos valores de OMI e para potência de entrada na fibra inferior a 6 dBm, os efeitos não lineares do MZM dominam sobre os efeitos causados pela potência óptica. Para valores de potência de entrada superiores a 6 dBm, ambos os sistemas mostraram tendência de degradação com aumento. Ainda assim, o sistema CO-CE-OFDM proposto apresentou um ganho de desempenho de cerca de 13 dB e para 16-QAM como mapeamento nas subportadoras.

Em suma, na presença de não linearidades, provocadas quer pela fibra, quer pelo modulador MZM, devido ao seu menor PAPR, o sistema CE-CO-OFDM apresentou um desempenho superior ao sistema convencional, o que mostra a robustez da técnica no combate às tais não linearidades. Apesar dos ganhos alcançados concluiu-se que o desempenho do sistema proposto é fortemente dependente do índice de modulação de fase $2\pi h$, o que estabelece uma relação de compromisso entre o ganho de desempenho e o alargamento espectral causado pelo aumento do parâmetro $2\pi h$.

Por se tratar de um trabalho inteiramente de simulações alguns parâmetros como a largura de linha do laser e a responsividade do fotodetector foram considerados ideais. Além disso, foi assumido perfeito sincronismo entre a portadora óptica e o oscilador local. Por isso, entende-se que seria de capital importância a realização de testes laboratoriais com o objetivo de verificar o desempenho do sistema em ambientes práticos.

Devido à quantidade de parâmetros que precisam ser ajustados para se obter o melhor desempenho do sistema proposto, acredita-se que a utilização de técnicas de otimização traria muitos benefícios. Além disso, para taxas de dados mais elevadas, acredita-se que a subdivisão do sinal em sub-bandas diminuirá as exigências de complexidade trazidas por grandes quantidades de amostras nos blocos IFFT/FFT.

Referências

- Adhikari et al. 2012 ADHIKARI, S. et al. Investigation of spectrally shaped dfts-ofdm for long haul transmission. **Opt. Express**, OSA, v. 20, n. 26, p. B608–B614, Dec 2012. Citado na página 56.
- Adhikari et al. 2013 ADHIKARI, S. et al. Analysis of spectral shaping on dft-ofdm. **Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 25, n. 3, p. 287–290, Feb 2013. ISSN 1041-1135. Citado 2 vezes nas páginas xv e 56.
- Adhikari et al. 2013 ADHIKARI, S. et al. Analysis of spectral shaping on dft-ofdm. **Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 25, n. 3, p. 287–290, Feb 2013. ISSN 1041-1135. Citado na página 63.
- Agrawal 2011 AGRAWAL, G. P. **Fiber-Optic Communication Systems**. 4. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2011. Citado 5 vezes nas páginas xv, 15, 16, 21 e 74.
- Agrawal 2013 AGRAWAL, G. P. **Nonlinear fiber optics**. 5. ed. [S.l.]: Academic press, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- Amiralizadeh e Rusch 2014 AMIRALIZADEH, S.; RUSCH, L. Transmitter sensitivity to high papr in coherent optical ofdm systems. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **CLEO: Science and Innovations**. [S.l.], 2014. p. SW1J–5. Citado na página 90.
- Armstrong 2009 ARMSTRONG, J. Ofdm for optical communications. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 27, n. 3, p. 189–204, Feb 2009. ISSN 0733-8724. Citado 3 vezes nas páginas 5, 6 e 30.
- Bai et al. 2016 BAI, G. F. et al. Delay division multiplexing dft spread fdma pon by subnyquist sampling rate receiver. In: **2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–3. Citado na página 56.
- Barros e Kahn 2009 BARROS, D. J. F.; KAHN, J. M. Optical modulator optimization for orthogonal frequency-division multiplexing. **Journal of Lightwave Technology, IEEE**, v. 27, n. 13, p. 2370–2378, 2009. Citado na página 91.
- Bauml et al. 1996 BAUML, R. W.; FISCHER, R. F.; HUBER, J. B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping. **Electronics letters, IET**, v. 32, n. 22, p. 2056–2057, 1996. Citado na página 51.
- Bingham 1990 BINGHAM, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. **IEEE Communications Magazine**, v. 28, n. 5, p. 5–14, May 1990. ISSN 0163-6804. Citado na página 34.
- Chacko e Jeevitha 2014 CHACKO, A.; JEEVITHA, J. Papr reduction techniques for performance improvement in ofdm systems. In: IEEE. **Electronics and Communication Systems (ICECS), 2014 International Conference on**. [S.l.], 2014. p. 1–4. Citado na página 6.

- Chanda et al. 2004 CHANDA, D.; SESAY, A.; DAVIES, B. Performance of clipped ofdm signal in fiber. In: **Electrical and Computer Engineering, 2004. Canadian Conference on**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 4, p. 2401–2404 Vol.4. ISSN 0840-7789. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 59.
- Chang e Gibby 1968 CHANG, R.; GIBBY, R. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. **IEEE Transactions on Communication Technology**, v. 16, n. 4, p. 529–540, August 1968. ISSN 0018-9332. Citado na página 29.
- Chang 1966 CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. **The Bell System Technical Journal**, v. 45, n. 10, p. 1775–1796, Dec 1966. ISSN 0005-8580. Citado na página 29.
- Chen e Haimovich 2003 CHEN, H.; HAIMOVICH, A. M. Iterative estimation and cancellation of clipping noise for ofdm signals. **IEEE Communications Letters**, IEEE, v. 7, n. 7, p. 305–307, 2003. Citado na página 48.
- Cimini 1985 CIMINI, L. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. **IEEE Transactions on Communications**, v. 33, n. 7, p. 665–675, Jul 1985. ISSN 0090-6778. Citado na página 30.
- Cimini e Sollenberger 2000 CIMINI, L.; SOLLENBERGER, N. R. Peak-to-average power ratio reduction of an ofdm signal using partial transmit sequences with embedded side information. In: IEEE. **Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBE-COM'00. IEEE**. [S.l.], 2000. v. 2, p. 746–750. Citado na página 51.
- Davis e Jedwab 1997 DAVIS, J. A.; JEDWAB, J. Peak-to-mean power control and error correction for ofdm transmission using golay sequences and reed-muller codes. **Electronics Letters**, IET, v. 33, n. 4, p. 267–268, 1997. Citado na página 49.
- Davis e Jedwab 1999 DAVIS, J. A.; JEDWAB, J. Peak-to-mean power control in ofdm, golay complementary sequences, and reed-muller codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, IEEE, v. 45, n. 7, p. 2397–2417, 1999. Citado na página 47.
- DeLange 1970 DELANGE, O. E. Wide-band optical communication systems: Part ii #8212;frequency-division multiplexing. **Proceedings of the IEEE**, v. 58, n. 10, p. 1683–1690, Oct 1970. ISSN 0018-9219. Citado na página 67.
- Deng et al. 2013 DENG, M. et al. Constant envelope modulation enabled fiber nonlinearity mitigation for co-ofdm transmissions. In: **Optical Communications and Networks (ICOCN), 2013 12th International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 63.
- Djordjevic e Vasic 2006 DJORDJEVIC, I. B.; VASIC, B. Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission. **Optics Express**, Optical Society of America, v. 14, n. 9, p. 3767–3775, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 63 e 65.
- Doelz et al. 1957 DOELZ, M. L.; HEALD, E. T.; MARTIN, D. L. Binary data transmission techniques for linear systems. **Proceedings of the IRE**, v. 45, n. 5, p. 656–661, May 1957. ISSN 0096-8390. Citado na página 29.

Eetvelt et al. 1996 EETVELT, P. V.; WADE, G.; TOMLINSON, M. Peak to average power reduction for ofdm schemes by selective scrambling. **Electronics letters**, IET, v. 32, n. 21, p. 1963–1964, 1996. Citado na página 47.

Essiambre et al. 2010 ESSIAMBRE, R.-J. et al. Capacity limits of optical fiber networks. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 28, n. 4, p. 662–701, 2010. Citado na página 101.

Faruk e Savory 2017 FARUK, M.; SAVORY, S. Digital signal processing for coherent transceivers employing multilevel formats. **Journal of Lightwave Technology**, p. 1–1, 2017. Citado na página 1.

Favre e Guen 1980 FAVRE, F.; GUEN, D. le. High frequency stability of laser diode for heterodyne communication systems. **Electronics Letters**, v. 16, n. 18, p. 709–710, August 1980. ISSN 0013-5194. Citado na página 67.

Goebel et al. 2008 GOEBEL, B. et al. On the effect of fwm in coherent optical ofdm systems. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **Optical Fiber Communication Conference**. [S.l.], 2008. p. JWA58. Citado na página 121.

Goebel et al. 2009 GOEBEL, B. et al. Papr reduction techniques for coherent optical ofdm transmission. In: **2009 11th International Conference on Transparent Optical Networks**. [S.l.: s.n.], 2009. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 44.

Gordon e Mollenauer 1990 GORDON, J. P.; MOLLENAUER, L. F. Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers. **Optics letters**, Optical Society of America, v. 15, n. 23, p. 1351–1353, 1990. Citado na página 25.

Guel e Palicot 2009 GUEL, D.; PALICOT, J. A figure-of-merit for evaluating the overall performance of ofdm papr reduction techniques in the presence of high power amplifier. In: IEEE. **Wireless and Mobile Communications, 2009. ICWMC'09. Fifth International Conference on**. [S.l.], 2009. p. 217–222. Citado na página 6.

Han e Lee 2004 HAN, S. H.; LEE, J. H. Papr reduction of ofdm signals using a reduced complexity pts technique. **IEEE Signal Processing Letters**, IEEE, v. 11, n. 11, p. 887–890, 2004. Citado na página 51.

Han e Lee 2005 HAN, S. H.; LEE, J. H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. **IEEE wireless communications**, IEEE, v. 12, n. 2, p. 56–65, 2005. Citado 4 vezes nas páginas 6, 48, 53 e 54.

Hanzo et al. 2000 HANZO, L. L. et al. **Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation : Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting**. [S.l.]: Wiley, 2000. ISBN 0471492396. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 42.

Hill et al. 2000 HILL, G.; FAULKNER, M.; SINGH, J. Reducing the peak-to-average power ratio in ofdm by cyclically shifting partial transmit sequences. **Electronics Letters**, IET, v. 36, n. 6, p. 560–561, 2000. Citado na página 47.

Hirosaki 1980 HIROSAKI, B. An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed qam systems. **IEEE Transactions on Communications**, v. 28, n. 1, p. 73–83, Jan 1980. ISSN 0090-6778. Citado na página 30.

- Hirosaki 1981 HIROSAKI, B. An orthogonally multiplexed qam system using the discrete fourier transform. **IEEE Transactions on Communications**, v. 29, n. 7, p. 982–989, Jul 1981. ISSN 0090-6778. Citado na página 30.
- Ho 2005 HO, K.-P. **Phase-modulated optical communication systems**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2005. Citado na página 26.
- Ho e Kahn 2004 HO, K.-P.; KAHN, J. M. Electronic compensation technique to mitigate nonlinear phase noise. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 22, n. 3, p. 779–783, 2004. Citado na página 25.
- Hoyningen-Huene et al. 2011 HOYNINGEN-HUENE, J. von et al. Constant envelope optical ofdm for improved nonlinear and phase noise tolerance. In: **Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–3. ISSN pending. Citado 4 vezes nas páginas 60, 61, 63 e 122.
- Ip et al. 2008 IP, E. et al. Coherent detection in optical fiber systems. **Optics express**, Optical Society of America, v. 16, n. 2, p. 753–791, 2008. Citado na página 1.
- Jansen et al. 2008 JANSEN, S. et al. Coherent optical 25.8-gb/s ofdm transmission over 4160-km ssmf. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 26, n. 1, p. 6–15, Jan 2008. ISSN 0733-8724. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 80.
- Jansen et al. 2009 JANSEN, S. L. et al. 121.9-gb/s pdm-ofdm transmission with 2-b/s/hz spectral efficiency over 1000 km of ssmf. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 27, n. 3, p. 177–188, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 80 e 81.
- Jansen et al. 2007 JANSEN, S. L. et al. 20-gb/s ofdm transmission over 4,160-km ssmf enabled by rf-pilot tone phase noise compensation. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **National Fiber Optic Engineers Conference**. [S.l.], 2007. p. PDP15. Citado na página 77.
- Jansen et al. 2009 JANSEN, S. L. et al. 100gbe: Qpsk versus ofdm. **Optical Fiber Technology**, Elsevier, v. 15, n. 5, p. 407–413, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 81.
- Jayalath e Tellambura 2000 JAYALATH, A.; TELLAMBURA, C. Adaptive pts approach for reduction of peak-to-average power ratio of ofdm signal. **Electronics Letters**, IET, v. 36, n. 14, p. 1226–1228, 2000. Citado na página 51.
- Jayalath e Tellambura 2000 JAYALATH, A.; TELLAMBURA, C. Reducing the peak-to-average power ratio of orthogonal frequency division multiplexing signal through bit or symbol interleaving. **Electronics Letters**, IET, v. 36, n. 13, p. 1161–1163, 2000. Citado na página 47.
- Jin et al. 2008 JIN, X. et al. Optimization of adaptively modulated optical ofdm modems for multimode fiber-based local area networks [invited]. **Journal of Optical Networking**, Optical Society of America, v. 7, n. 3, p. 198–214, 2008. Citado na página 63.
- Jones e Wilkinson 1996 JONES, A.; WILKINSON, T. Combined coding for error control and increased robustness to system nonlinearities in ofdm. In: IEEE. **Vehicular Technology Conference, 1996. Mobile Technology for the Human Race., IEEE 46th**. [S.l.], 1996. v. 2, p. 904–908. Citado na página 49.

- Jones et al. 1994 JONES, A. E.; WILKINSON, T. A.; BARTON, S. Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes. **Electronics letters**, IET, v. 30, n. 25, p. 2098–2099, 1994. Citado na página 49.
- Kahn e Ho 2004 KAHN, J. M.; HO, K.-P. Spectral efficiency limits and modulation/detection techniques for dwdm systems. **IEEE Journal of selected topics in quantum electronics**, IEEE, v. 10, n. 2, p. 259–272, 2004. Citado na página 1.
- Kaminow et al. 2010 KAMINOW, I.; LI, T.; WILLNER, A. E. **Optical fiber telecommunications VB: systems and networks**. [S.l.]: Elsevier, 2010. Citado 8 vezes nas páginas 1, 2, 73, 74, 83, 84, 88 e 98.
- Kato et al. 2000 KATO, T.; KOYANO, Y.; NISHIMURA, M. Temperature dependence of chromatic dispersion in various types of optical fiber. **Optics letters**, Optical Society of America, v. 25, n. 16, p. 1156–1158, 2000. Citado na página 20.
- Kikuchi 2016 KIKUCHI, K. Fundamentals of coherent optical fiber communications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 34, n. 1, p. 157–179, Jan 2016. ISSN 0733-8724. Citado 6 vezes nas páginas 66, 67, 68, 70, 72 e 74.
- Kim e Stuber 1999 KIM, D.; STUBER, G. L. Clipping noise mitigation for ofdm by decision-aided reconstruction. **IEEE Communications Letters**, IEEE, v. 3, n. 1, p. 4–6, 1999. Citado na página 48.
- Krongold e Jones 2003 KRONGOLD, B. S.; JONES, D. L. Par reduction in ofdm via active constellation extension. **IEEE Transactions on broadcasting**, IEEE, v. 49, n. 3, p. 258–268, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 54.
- Krongold e Jones 2004 KRONGOLD, B. S.; JONES, D. L. An active-set approach for ofdm par reduction via tone reservation. **IEEE transactions on signal processing**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 495–509, 2004. Citado na página 47.
- Lang 2012 LANG, Y. **Communications technology laboratory The OFDM multi carrier system**. 2012. <<http://www.ant.uni-bremen.de/sixcms/media.php/102/11263/OFDM2012.pdf>>. [Online; acessado em 30 de Março de 2016]. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 43.
- Leibrich et al. 2009 LEIBRICH, J. et al. Impact of modulator bias on the osnr requirement of direct-detection optical ofdm. **IEEE Photonics Technology Letters**, IEEE, v. 21, n. 15, p. 1033–1035, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 96, 98 e 102.
- Li et al. 2012 LI, A. et al. Transmission of 1.63-tb/s pdm-16qam unique-word dft-spread ofdm signal over 1,010-km ssmf. In: **Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–3. ISSN pending. Citado na página 56.
- Li e Cimini 1997 LI, X.; CIMINI, L. J. Effects of clipping and filtering on the performance of ofdm. In: IEEE. **Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th**. [S.l.], 1997. v. 3, p. 1634–1638. Citado na página 47.
- Liu et al. 2007 LIU, C. et al. A survey on ofdm papr reduction techniques for 60 ghz wireless cmos radio. In: IEEE. **Telecommunication Networks and Applications Conference, 2007. ATNAC 2007. Australasian**. [S.l.], 2007. p. 317–321. Citado na página 6.

- London e Sadot 2011 LONDON, Y.; SADOT, D. Nonlinear effects mitigation in coherent optical ofdm system in presence of high peak power. **Journal of lightwave technology**, IEEE, v. 29, n. 21, p. 3275–3281, 2011. Citado na página 90.
- Lowery et al. 2006 LOWERY, A.; DU, L.; ARMSTRONG, J. Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul wdm systems. In: **Optical Fiber Communication Conference, 2006 and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference. OFC 2006**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–3. Citado na página 5.
- Lowery et al. 2006 LOWERY, A. J.; DU, L.; ARMSTRONG, J. Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul wdm systems. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **Optical fiber communication conference**. [S.l.], 2006. p. PDP39. Citado 2 vezes nas páginas 63 e 65.
- Ly-Gagnon et al. 2006 LY-GAGNON, D.-S. et al. Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 24, n. 1, p. 12, 2006. Citado na página 9.
- Ly-Gagnon et al. 2006 LY-GAGNON, D. S. et al. Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation. **Journal of Lightwave Technology**, v. 24, n. 1, p. 12–21, Jan 2006. ISSN 0733-8724. Citado na página 71.
- Matsuoka 2011 MATSUOKA, S. Ultrahigh-speed ultrahigh-capacity transport network technology for cost-effective core and metro networks. **NTT Technical Review**, v. 9, n. 8, 2011. Citado 2 vezes nas páginas xvi e 69.
- McGhan et al. 2005 MCGHAN, D. et al. 5120 km rz-dpsk transmission over g652 fiber at 10 gb/s with no optical dispersion compensation. In: **OFC/NFOEC Technical Digest. Optical Fiber Communication Conference, 2005**. [S.l.: s.n.], 2005. v. 6, p. 3 pp. Vol. 5–. Citado na página 71.
- McKinley et al. 2005 MCKINLEY, M. D. et al. **EVM Calculation for Broadband Modulated Signals**. [S.l.], 2005. Citado 2 vezes nas páginas 145 e 146.
- Mehedy et al. 2012 MEHEDY, L. et al. Ofdm versus single carrier towards spectrally efficient 100 gb/s transmission with direct detection. **Journal of Optical Communications and Networking**, Optical Society of America, v. 4, n. 10, p. 779–789, 2012. Citado na página 1.
- Moreolo et al. 2012 MOREOLO, M. S. et al. Experimental demonstration of a cost-effective bit rate variable intensity modulation and direct detection optical ofdm with reduced guard band. In: **Optical Communications (ECOC), 2012 38th European Conference and Exhibition on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–3. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 58.
- Moreolo et al. 2011 MOREOLO, M. S. et al. Fht-based architectures for multicarrier modulation in direct detection and coherent optical systems. In: **Transparent Optical Networks (ICTON), 2011 13th International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4. ISSN 2161-2056. Citado na página 36.

Muller e Huber 1997 MULLER, S. H.; HUBER, J. B. A comparison of peak power reduction schemes for ofdm. In: IEEE. **Global Telecommunications Conference, 1997. GLOBECOM'97., IEEE**. [S.l.], 1997. v. 1, p. 1–5. Citado na página 51.

Muller e Huber 1997 MULLER, S. H.; HUBER, J. B. A novel peak power reduction scheme for ofdm. In: IEEE. **Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1997. Waves of the Year 2000. PIMRC'97., The 8th IEEE International Symposium on**. [S.l.], 1997. v. 3, p. 1090–1094. Citado na página 50.

Muller e Huber 1997 MULLER, S. H.; HUBER, J. B. Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. **Electronics letters, IET**, v. 33, n. 5, p. 368–369, 1997. Citado na página 47.

Nelson et al. 2009 NELSON, L. E. et al. Performance of a 46-gbps dual-polarization qpsk transceiver with real-time coherent equalization over high pmf fiber. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 3, p. 158–167, Feb 2009. ISSN 0733-8724. Citado na página 72.

Nunes et al. 2015 NUNES, R. et al. Transmission of ce-ofdm signals over mmf links using directly modulated 850-nm vcsels. **Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 27, n. 3, p. 315–318, Feb 2015. ISSN 1041-1135. Citado na página 6.

Nunes et al. 2014 NUNES, R. B. et al. Experimental validation of a constant-envelope ofdm system for optical direct-detection. **Optical Fiber Technology**, Elsevier, v. 20, n. 3, p. 303–307, 2014. Citado na página 6.

Nunes et al. 2015 NUNES, R. B. et al. Transmission of ce-ofdm signals over mmf links using directly modulated 850-nm vcsels. **Photonics Technology Letters, IEEE, IEEE**, v. 27, n. 3, p. 315–318, 2015. Citado na página 6.

Ohm 2004 OHM, M. Optical 8-dpsk and receiver with direct detection and multilevel electrical signals. In: IEEE. **Advanced Modulation Formats, 2004 IEEE/LEOS Workshop on**. [S.l.], 2004. p. 45–46. Citado na página 4.

Ohm e Speidel 2005 OHM, M.; SPEIDEL, J. Receiver sensitivity, chromatic dispersion tolerance and optimal receiver bandwidths for 40 gbit/s 8-level optical ask-dqpsk and optical 8-dpsk. In: CITESEER. **Proc. 6th Conference on Photonic Networks, Leipzig, Germany**. [S.l.], 2005. p. 211–217. Citado na página 5.

Okoshi et al. 1981 OKOSHI, T. et al. Computation of bit-error rate of various heterodyne and coherent-type optical communication schemes. **Journal of Optical Communications**, v. 2, n. 3, p. 89–96, 1981. Citado na página 68.

Okoshi e Kikuchi 1980 OKOSHI, T.; KIKUCHI, K. Frequency stabilisation of semiconductor lasers for heterodyne-type optical communication systems. **Electronics Letters**, v. 16, n. 5, p. 179–181, February 1980. ISSN 0013-5194. Citado na página 67.

Pan e Green 1996 PAN, Q.; GREEN, R. J. Bit-error-rate performance of lightwave hybrid am/ofdm systems with comparison with am/qam systems in the presence of clipping impulse noise. **IEEE Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 8, n. 2, p. 278–280, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 63.

- Peled e Ruiz 1980 PELED, A.; RUIZ, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In: **Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '80**. [S.l.: s.n.], 1980. v. 5, p. 964–967. Citado na página [30](#).
- Peng et al. 2008 PENG, W.-R. et al. Experimental demonstration of a coherently modulated and directly detected optical ofdm system using an rf-tone insertion. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **Optical Fiber Communication Conference**. [S.l.], 2008. p. OMU2. Citado na página [65](#).
- Peng et al. 2008 PENG, W.-R. et al. Experimental demonstration of 340 km ssmf transmission using a virtual single sideband ofdm signal that employs carrier suppressed and iterative detection techniques. In: IEEE. **Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on**. [S.l.], 2008. p. 1–3. Citado na página [65](#).
- Pereira et al. 2015 PEREIRA, E. d. V. et al. Impact of optical power in the guard-band reduction of an optimized ddo-ofdm system. **Journal of Lightwave Technology**, IEEE, v. 33, n. 23, p. 4717–4725, 2015. Citado 2 vezes nas páginas [65](#) e [97](#).
- Pinto e Albuquerque 2002 PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. de. A técnica de transmissão ofdm. **Revista Científica**, v. 1516, p. 2338, 2002. Citado 3 vezes nas páginas [35](#), [37](#) e [41](#).
- Proakis e Salehi 2007 PROAKIS, J.; SALEHI, M. **Digital Communications, 5th Edition**. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2007. ISBN 0072957166. Citado 5 vezes nas páginas [38](#), [41](#), [42](#), [43](#) e [102](#).
- Ramaswami et al. 2009 RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K.; SASAKI, G. **Optical networks: a practical perspective**. 3. ed. [S.l.]: Morgan Kaufmann, 2009. Citado na página [23](#).
- Rohde et al. 2000 ROHDE, M. et al. Robustness of dpsk direct detection transmission format in standard fibre wdm systems. **Electronics Letters**, The Institution of Engineering & Technology, v. 36, n. 17, p. 1, 2000. Citado na página [3](#).
- Rosenkranz 2005 ROSENKRANZ, W. Robust multi-level phase shift modulation in high-speed wdm transmission. In: INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICS AND PHOTONICS. **Asia-Pacific Optical Communications**. [S.l.], 2005. p. 241–252. Citado na página [4](#).
- Ruiz et al. 1992 RUIZ, A.; CIOFFI, J. M.; KASTURIA, S. Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel. **IEEE Transactions on Communications**, v. 40, n. 6, p. 1012–1029, Jun 1992. ISSN 0090-6778. Citado 2 vezes nas páginas [38](#) e [39](#).
- Saeedi et al. 2002 SAEEDI, H.; SHARIF, M.; MARVASTI, F. Clipping noise cancellation in ofdm systems using oversampled signal reconstruction. **IEEE Communications Letters**, IEEE, v. 6, n. 2, p. 73–75, 2002. Citado na página [48](#).
- Saltzberg 1967 SALTZBERG, B. Performance of an efficient parallel data transmission system. **IEEE Transactions on Communication Technology**, v. 15, n. 6, p. 805–811, December 1967. ISSN 0018-9332. Citado na página [29](#).

- Savory 2008 SAVORY, S. J. Digital filters for coherent optical receivers. **Optics Express**, Optical Society of America, v. 16, n. 2, p. 804–817, 2008. Citado na página 71.
- Savory 2010 SAVORY, S. J. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems. **IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics**, IEEE, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 75.
- Schneider 2013 SCHNEIDER, T. **Nonlinear optics in telecommunications**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013. Citado na página 24.
- Secondini et al. 2009 SECONDINI, M.; FORESTIERI, E.; CAVALIERE, F. Novel optical modulation scheme for 16-qam format with quadrant differential encoding. In: **2009 International Conference on Photonics in Switching**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–2. ISSN 2155-8507. Citado na página 5.
- Seimetz 2009 SEIMETZ, M. **High-order modulation for optical fiber transmission**. [S.l.]: Springer, 2009. v. 143. Citado 10 vezes nas páginas xv, 2, 3, 4, 15, 17, 20, 22, 24 e 26.
- Sekine et al. 2004 SEKINE, K. et al. Proposal and demonstration of 10-gsymbol/sec 16-ary (40 gbit/s) optical modulation/demodulation scheme. In: **Proceedings of European Conference on Optical Communication (ECOC), We3**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 4. Citado na página 5.
- Senst e Ascheid 2009 SENST, M.; ASCHEID, G. Optimal output back-off in ofdm systems with nonlinear power amplifiers. In: IEEE. **Communications, 2009. ICC'09. IEEE International Conference on**. [S.l.], 2009. p. 1–6. Citado na página 44.
- Serbay et al. 2005 SERBAY, M.; WREE, C.; ROSENKRANZ, W. Experimental investigation of rz-8dpsk at 3x 10.7 gb/s. **LEOS 2005**, 2005. Citado na página 4.
- Shafik et al. 2006 SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics. In: **2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering**. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2006. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/icece.2006.355657>>. Citado 3 vezes nas páginas 145, 146 e 147.
- Shieh e Athaudage 2006 SHIEH, W.; ATHAUDAGE, C. Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing. **Electronics Letters**, v. 42, n. 10, p. 587–589, May 2006. ISSN 0013-5194. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 77.
- Shieh et al. 2008 SHIEH, W.; BAO, H.; TANG, Y. Coherent optical ofdm: theory and design. **Opt. Express**, OSA, v. 16, n. 2, p. 841–859, Jan 2008. Citado 2 vezes nas páginas 80 e 88.
- Shieh e Djordjevic 2009 SHIEH, W.; DJORDJEVIC, I. **OFDM for optical communications**. [S.l.]: Academic Press, 2009. Citado 8 vezes nas páginas 4, 5, 7, 10, 36, 64, 77 e 88.
- Shieh e Tang 2010 SHIEH, W.; TANG, Y. Ultrahigh-speed signal transmission over nonlinear and dispersive fiber optic channel: The multicarrier advantage. **Photonics Journal, IEEE**, v. 2, n. 3, p. 276–283, June 2010. ISSN 1943-0655. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 57.

Shieh et al. 2007 SHIEH, W. et al. Theoretical and experimental study on pm-d-supported transmission using polarization diversity in coherent optical ofdm systems. **Optics Express**, Optical Society of America, v. 15, n. 16, p. 9936–9947, 2007. Citado na página [77](#).

Shieh et al. 2007 SHIEH, W.; YI, X.; TANG, Y. Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical ofdm systems over 1000 km ssmf fibre. **Electronics letters**, The Institution of Engineering & Technology, v. 43, n. 3, p. 1, 2007. Citado na página [77](#).

Shimotsu et al. 2001 SHIMOTSU, S. et al. Single side-band modulation performance of a linbo3 integrated modulator consisting of four-phase modulator waveguides. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 13, n. 4, p. 364–366, April 2001. ISSN 1041-1135. Citado na página [71](#).

Silva et al. 2012 SILVA, J.; CARTAXO, A.; SEGATTO, M. A papr reduction technique based on a constant envelope ofdm approach for fiber nonlinearity mitigation in optical direct-detection systems. **Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of**, v. 4, n. 4, p. 296–303, April 2012. ISSN 1943-0620. Citado 2 vezes nas páginas [97](#) e [107](#).

Silva 2011 SILVA, J. A. L. **Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo Centro, 2011. Citado 7 vezes nas páginas [6](#), [34](#), [61](#), [62](#), [93](#), [94](#) e [95](#).

Sun et al. 2008 SUN, H.; WU, K.-T.; ROBERTS, K. Real-time measurements of a 40 gb/s coherent system. **Opt. Express**, OSA, v. 16, n. 2, p. 873–879, Jan 2008. Citado na página [72](#).

Supplement to IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange SUPPLEMENT to IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. Part 11: wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: high-speed physical layer in the 5 GHz band. **IEEE Std 802.11a-1999**, p. –, Dec. 1999. Citado na página [145](#).

Tang e Shore 2007 TANG, J.; SHORE, K. A. Maximizing the transmission performance of adaptively modulated optical ofdm signals in multimode-fiber links by optimizing analog-to-digital converters. **Journal of lightwave technology**, IEEE, v. 25, n. 3, p. 787–798, 2007. Citado na página [63](#).

Tang et al. 2010 TANG, Y.; SHIEH, W.; KRONGOLD, B. S. Dft-spread ofdm for fiber nonlinearity mitigation. **Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 22, n. 16, p. 1250–1252, Aug 2010. ISSN 1041-1135. Citado na página [56](#).

Tang et al. 2007 TANG, Y. et al. Optimum design for rf-to-optical up-converter in coherent optical ofdm systems. **IEEE Photonics Technology Letters**, IEEE, v. 19, n. 7, p. 483–485, 2007. Citado na página [88](#).

Tang et al. 2007 TANG, Y. et al. Optimum design for coherent optical ofdm transmitter. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **National Fiber Optic Engineers Conference**. [S.l.], 2007. p. JThA47. Citado na página [90](#).

Tarokh e Jafarkhani 2000 TAROKH, V.; JAFARKHANI, H. On the computation and reduction of the peak-to-average power ratio in multicarrier communications. **IEEE Transactions on Communications**, IEEE, v. 48, n. 1, p. 37–44, 2000. Citado na página 49.

Tellado-Mourelo 1999 TELLADO-MOURELO, J. **Peak to average power reduction for multicarrier modulation**. Tese (Doutorado) — Stanford University, 1999. Citado 4 vezes nas páginas 47, 52, 53 e 54.

Tellambura 2001 TELLAMBURA, C. Improved phase factor computation for the par reduction of an ofdm signal using pts. **IEEE communications letters**, IEEE, v. 5, n. 4, p. 135–137, 2001. Citado na página 51.

Thompson et al. 2008 THOMPSON, S. et al. Constant envelope ofdm. **Communications, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 8, p. 1300–1312, August 2008. ISSN 0090-6778. Citado 4 vezes nas páginas 6, 59, 61 e 62.

Thompson 2005 THOMPSON, S. C. **Constant envelope OFDM phase modulation**. Tese (Doutorado) — Citeseer, 2005. Citado na página 45.

Tsukamoto et al. 2006 TSUKAMOTO, S.; KATOH, K.; KIKUCHI, K. Coherent demodulation of optical 8-phase shift-keying signals using homodyne detection and digital signal processing. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **Optical Fiber Communication Conference**. [S.l.], 2006. p. OThR5. Citado na página 5.

Tsukamoto et al. 2005 TSUKAMOTO, S. et al. Coherent demodulation of 40-gbit/s polarization-multiplexed qpsk signals with 16-ghz spacing after 200-km transmission. In: **OFC/NFOEC Technical Digest. Optical Fiber Communication Conference, 2005**. [S.l.: s.n.], 2005. v. 6, p. 3 pp. Vol. 5–. Citado na página 66.

Urick et al. 2004 URICK, V.; QIU, J.; BUCHOLTZ, F. Wide-band QAM-over-fiber using phase modulation and interferometric demodulation. **IEEE Photonics Technology Letters**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 16, n. 10, p. 2374–2376, oct 2004. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/lpt.2004.834551>>. Citado na página 148.

Wang et al. 2016 WANG, S.-H. et al. Papr reduction in ofdm systems using active constellation extension and subcarrier grouping techniques. **IEEE Communications Letters**, IEEE, v. 20, n. 12, p. 2378–2381, 2016. Citado na página 6.

Wattanasuwakull e Benjapolakul 2005 WATTANASUWAKULL, T.; BENJAPOLAKUL, W. Papr reduction for ofdm transmission by using a method of tone reservation and tone injection. In: IEEE. **Information, Communications and Signal Processing, 2005 Fifth International Conference on**. [S.l.], 2005. p. 273–277. Citado na página 47.

Weinstein e Ebert 1971 WEINSTEIN, S.; EBERT, P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. **IEEE Transactions on Communication Technology**, v. 19, n. 5, p. 628–634, October 1971. ISSN 0018-9332. Citado na página 29.

Wilkinson e Jones 1995 WILKINSON, T.; JONES, A. Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding. In: IEEE.

Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th. [S.l.], 1995. v. 2, p. 825–829. Citado na página 47.

Winzer e Essiambre 2006 WINZER, P. J.; ESSIAMBRE, R.-J. Advanced optical modulation formats. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 94, n. 5, p. 952–985, 2006. Citado 5 vezes nas páginas 2, 3, 83, 84 e 86.

Wree et al. 2003 WREE, C.; LEIBRICH, J.; ROSENKRANZ, W. Differential quadrature phase-shift keying for cost-effective doubling of the capacity in existing wdm systems. **Proc. ITG-Fachtagung Photonische Netze**, p. 161–168, 2003. Citado na página 4.

Yamada et al. 2008 YAMADA, E. et al. Novel no-guard-interval pdm co-ofdm transmission in 4.1 tb/s (50 x 88.8-gb/s) dwdm link over 800 km smf including 50-ghz spaced roadm nodes. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **National Fiber Optic Engineers Conference.** [S.l.], 2008. p. PDP8. Citado na página 77.

Yamamoto 1980 YAMAMOTO, Y. Receiver performance evaluation of various digital optical modulation-demodulation systems in the 0.5-10 μ m wavelength region. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 16, n. 11, p. 1251–1259, Nov 1980. ISSN 0018-9197. Citado na página 68.

YAMANOUCHI et al. 2006 YAMANOUCHI, S.; KUNIHIRO, K.; HIDA, H. OFDM error vector magnitude distortion analysis. **IEICE Transactions on Electronics**, Institute of Electronics, Information and Communications Engineers (IEICE), E89-C, n. 12, p. 1836–1842, dec 2006. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1093/ietele/e89-c.12.1836>>. Citado na página 145.

Yamazaki et al. 2011 YAMAZAKI, E. et al. Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-gbit/s ethernet over otn using real-time dsp. **Optics Express**, Optical Society of America, v. 19, n. 14, p. 13179–13184, 2011. Citado na página 72.

Yang et al. 2012 YANG, Q. et al. Coherent optical dft-spread ofdm transmission using orthogonal band multiplexing. **Opt. Express**, OSA, v. 20, n. 3, p. 2379–2385, Jan 2012. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 58.

Yang et al. 2008 YANG, Q.; SHIEH, W.; MA, Y. Bit and power loading for coherent optical ofdm. **IEEE Photonics Technology Letters**, IEEE, v. 20, n. 15, p. 1305–1307, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 10.

Yi et al. 2016 YI, X. et al. Phase noise effects on phase-modulated coherent optical ofdm. **IEEE Photonics Journal**, IEEE, v. 8, n. 1, p. 1–8, 2016. Citado na página 60.

Yi et al. 2008 YI, X.; SHIEH, W.; MA, Y. Phase noise effects on high spectral efficiency coherent optical ofdm transmission. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 26, n. 10, p. 1309–1316, May 2008. ISSN 0733-8724. Citado na página 6.

Yoon et al. 2005 YOON, H.; LEE, D.; PARK, N. Performance comparison of optical 8-ary differential phase-shift keying systems with different electrical decision schemes. **Optics Express**, Optical Society of America, v. 13, n. 2, p. 371–376, 2005. Citado na página 4.

Yu et al. 2008 YU, J. et al. 17 tb/s (161 x 114 gb/s) polmux-rz-8psk transmission over 662 km of ultra-low loss fiber using c-band edfa amplification and digital coherent detection. In: **2008 34th European Conference on Optical Communication, ECOC 2008.** [S.l.: s.n.], 2008. Citado na página 5.

- Yu et al. 2005 YU, Y. et al. 80gb/s etdm transmitter with a traveling-wave electroabsorption modulator. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **Optical Fiber Communication Conference**. [S.l.], 2005. p. OWE1. Citado na página 84.
- Zhang et al. 2013 ZHANG, G. et al. A survey on ofdm-based elastic core optical networking. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 15, n. 1, p. 65–87, First 2013. ISSN 1553-877X. Citado na página 30.
- Zhang et al. 2010 ZHANG, Y.; O’SULLIVAN, M.; HUI, R. Theoretical and experimental investigation of compatible ssb modulation for single channel long-distance optical ofdm transmission. **Optics express**, Optical Society of America, v. 18, n. 16, p. 16751–16764, 2010. Citado na página 90.
- Zhao e Baxley 2006 ZHAO, C.; BAXLEY, R. J. Error vector magnitude analysis for ofdm systems. In: **2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers**. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2006. p. 1830–1834. ISSN 1058-6393. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/acssc.2006.355078>>. Citado 2 vezes nas páginas 145 e 146.
- Zhou et al. 2008 ZHOU, X. et al. 8x114 gb/s, 25-ghz-spaced, polmux-rz-8psk transmission over 640 km of ssmf employing digital coherent detection and edfa-only amplification. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. **National Fiber Optic Engineers Conference**. [S.l.], 2008. p. PDP1. Citado na página 5.

Apêndices

APÊNDICE A – Cálculo de Expressão de I_{med}

$$\begin{aligned}
 I_{med} &= \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \left(\frac{\pi A \cos(w_0 t)}{2V_\pi} \right) dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos \left(\frac{\pi A \cos(w_0 t)}{V_\pi} \right)}{2} dt \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos \left(\frac{\pi A \cos(\theta)}{V_\pi} \right)}{2} d\theta \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos \left(\frac{\pi A \sin(\theta)}{V_\pi} \right)}{2} d\theta \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{1 - \cos \left(\frac{\pi A \sin(\theta)}{V_\pi} \right)}{2} d\theta \\
 &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \cos \left(\frac{\pi A \sin(\theta)}{V_\pi} \right) d\theta \\
 &= \frac{1}{2} - \frac{J_0 \left(\frac{\pi A}{V_\pi} \right)}{2}
 \end{aligned} \tag{120}$$

APÊNDICE B – Princípio de Operação do Modulador MZM

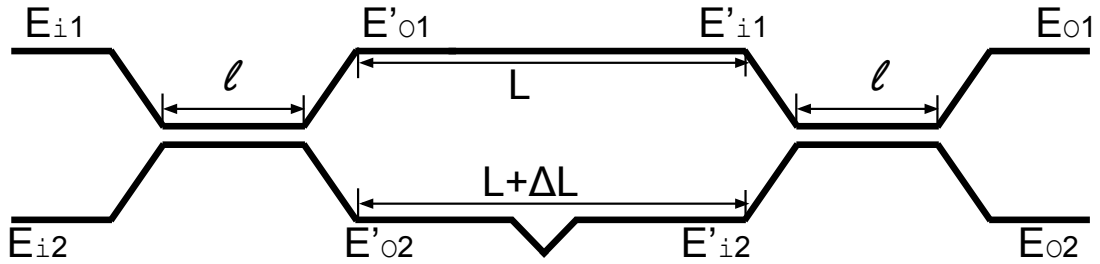


Figura 52 – princípio de operação do MZM

A saída do primeiro acoplador:

$$\begin{bmatrix} E'_{o1}(f) \\ E'_{o2}(f) \end{bmatrix} = \frac{e^{-j\beta\ell}}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E_{i1}(f) \\ E_{i2}(f) \end{bmatrix} \quad (121)$$

o sinal na entrada do segundo acoplador após percorrer uma distancia L para o caminho direto e $L + \Delta L$ para o caminho de acoplamento :

$$\begin{bmatrix} E'_{i1}(f) \\ E'_{i2}(f) \end{bmatrix} = e^{-j\beta L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\beta\Delta L} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E'_{o1}(f) \\ E'_{o2}(f) \end{bmatrix} \quad (122)$$

A saída do segundo acoplador:

$$\begin{bmatrix} E_{o1}(f) \\ E_{o2}(f) \end{bmatrix} = \frac{e^{-j\beta\ell}}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E'_{i1}(f) \\ E'_{i2}(f) \end{bmatrix} \quad (123)$$

A função de transferência do Mach-zehnder pode ser calculado multiplicando as 3 funções de transferência

$$\begin{bmatrix} E_{o1}(f) \\ E_{o2}(f) \end{bmatrix} = \frac{e^{-j\beta\ell}}{2} \cdot e^{-j\beta L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\beta\Delta L} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E_{i1}(f) \\ E_{i2}(f) \end{bmatrix} \quad (124)$$

$$\begin{bmatrix} E_{o1}(f) \\ E_{o2}(f) \end{bmatrix} = \frac{e^{-j\beta\ell}}{2} \cdot e^{-j\beta L} \cdot \begin{bmatrix} (1 - e^{-j\beta\Delta L}) & j(1 + e^{-j\beta\Delta L}) \\ j(1 + e^{-j\beta\Delta L}) & (-1 + e^{-j\beta\Delta L}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} E_{i1}(f) \\ E_{i2}(f) \end{bmatrix} \quad (125)$$

Assumindo que apenas uma das entradas está ativo, por exemplo $E_{i1}(f)$ ($E_{i2}(f) = 0$), o campo na saída é dado por:

$$\begin{bmatrix} E_{O1}(f) \\ E_{O2}(f) \end{bmatrix} = \frac{e^{-j\beta\ell}}{2} \cdot e^{-j\beta L} \cdot \begin{bmatrix} (1 - e^{-j\beta\Delta L}) \\ j(1 + e^{-j\beta\Delta L}) \end{bmatrix} \times [E_{i1}(f)] \quad (126)$$

$$\begin{bmatrix} E_{O1}(f) \\ E_{O2}(f) \end{bmatrix} = \frac{e^{-j\beta\ell}}{2} \cdot e^{-j\beta L} \cdot \begin{bmatrix} e^{-\frac{j\beta\Delta L}{2}} \left(e^{\frac{j\beta\Delta L}{2}} - e^{-\frac{j\beta\Delta L}{2}} \right) \\ j e^{-\frac{j\beta\Delta L}{2}} \left(e^{\frac{j\beta\Delta L}{2}} + e^{-\frac{j\beta\Delta L}{2}} \right) \end{bmatrix} \times [E_{i1}(f)] \quad (127)$$

$$\begin{bmatrix} E_{O1}(f) \\ E_{O2}(f) \end{bmatrix} = \frac{e^{-j\beta\ell}}{2} \cdot e^{-j\beta L} \cdot j e^{-\frac{j\beta\Delta L}{2}} \cdot \begin{bmatrix} 2j \cdot \sin\left(\frac{\beta\Delta L}{2}\right) \\ 2j \cdot \cos\left(\frac{\beta\Delta L}{2}\right) \end{bmatrix} \times [E_{i1}(f)] \quad (128)$$

o função de transferência de potência é dado por:

$$\begin{bmatrix} \frac{|E_{O1}(f)|^2}{|E_{i1}(f)|^2} \\ \frac{|E_{O2}(f)|^2}{|E_{i1}(f)|^2} \end{bmatrix} = \left| \frac{e^{-j\beta\ell}}{2} \cdot e^{-j\beta L} \cdot j e^{-\frac{j\beta\Delta L}{2}} \right|^2 \cdot \begin{bmatrix} 2j \cdot \sin\left(\frac{\beta\Delta L}{2}\right) \\ 2j \cdot \cos\left(\frac{\beta\Delta L}{2}\right) \end{bmatrix}^2 \quad (129)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{|E_{O1}(f)|^2}{|E_{i1}(f)|^2} \\ \frac{|E_{O2}(f)|^2}{|E_{i1}(f)|^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin^2\left(\frac{\beta\Delta L}{2}\right) \\ \cos^2\left(\frac{\beta\Delta L}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (130)$$

..

APÊNDICE C – EVM

Além de expressar a qualidade da recepção de sistemas de modulação digital, a EVM (*Error Vector Magnitude*) provê uma simples e quantitativa figura de mérito de sinais modulados digitalmente, pelo fato de representar a diferença entre os vetores de símbolos transmitidos e recebidos de uma determinada diagrama de constelação (Shafik et al. 2006). É indicada para sistemas de comunicação em que torna-se necessária a transmissão de grande quantidade de informação, dada a rapidez de sua medição quando comparada com a tradicional taxa de erro de bits ¹ BER (*Bit Error Rate*) (McKinley et al. 2005). Além de informações acerca da amplitude do erro de sinal, a EVM também contém informações relacionadas à diferença de fase entre os símbolos complexos gerados e medidos, o que permite uma melhor caracterização dos efeitos físicos de um canal de comunicação. A sua capacidade em identificar as distorções provocadas por não linearidades, desbalançamento IQ, ruído de fase, entre outros, possibilitaram a sua especificação como figura de mérito dos padrões IEEE 802.11a–1999, WCDMA (*wideband code division access*) e as rede sem fio LAN (*local area network*) e MAN (*metropolitan area network*) (Supplement to IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange) (Zhao e Baxley 2006).

C.1 Definição

Para um melhor entendimento do procedimento de medida da EVM, considere o quadrante de um diagrama de constelação da Figura 53, onde são apresentados o vetor de referência X_k relativo a um dos possíveis símbolos transmitidos (sinal ideal) de coordenadas $X_I = 1$ e $X_Q = j$, para $j = \sqrt{-1}$, o vetor medido Y_k que ilustra a trajetória de um símbolo recebido (sinal medido) de coordenadas (Y_I, Y_Q) , e o vetor de erro $D_k = Y_k - X_k$, o qual representa a distancia Euclidiana entre tais sinais. Sendo cada ponto do plano I (*In phase*) versus Q (*Quadrature*) a especificação de um dos 2^n possíveis símbolos gerados pela combinação de n bits, qualquer desvio neste provocado por ruído ou distorção, linear ou não, inerentes aos sistemas de telecomunicações, cria uma distancia escalar entre os referidos fasores cuja magnitude de erro $E_k = |Y_k| - |X_k|$ e o erro de fase $\phi_k = \angle(Y_k) - \angle(X_k)$ são perfeitamente mensuráveis pela métrica EVM (YAMANOUCI et al. 2006).

Portanto, como distância escalar - magnitude do vetor diferença - entre dois fasores, a EVM pode ser definido como o valor RMS (*root-mean-square*) da diferença entre um conjunto de símbolos medidos e um conjunto de símbolos transmitidos, matematicamente

¹ Para uma $BER = 10^{-9}$ necessita-se transmitir 10^9 de bits para obter-se 1 bit errado; onerosa tarefa em simulações computacionais.

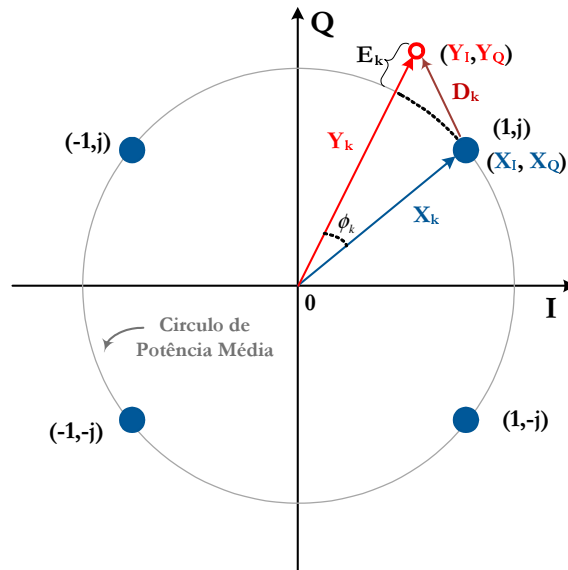


Figura 53 – Diagrama de constelação ilustrativo.

expresso pela relação,

$$EVM_{RMS} = \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_k|^2} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_I - X_I|^2 + |Y_Q - X_Q|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_I|^2 + |X_Q|^2} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (131)$$

onde N representa a quantidade de símbolos transmitidos/recebidos, $X_k = X_I + jX_Q$ e $Y_k = Y_I + jY_Q$ os símbolos complexos ideais e medidos respectivamente (Shafik et al. 2006), (McKinley et al. 2005). Entretanto, é comum encontrar na literatura a definição matemática da EVM conforme

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{X_{max}^2}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |D_k|^2}{X_{max}^2}}, \quad (132)$$

para X_{max} o ponto da constelação da maior amplitude. Esta designação detém a vantagem de facilitar e/ou diminuir a implementação computacional da citada métrica (Zhao e Baxley 2006).

C.2 Relações Matemáticas entre SNR, EVM, e BER

Análise de desempenho computacional nos termos taxa de erro de bits BER, e relação potência de sinal e potência de ruído SNR, é por motivos de simplicidade de comparação uma das mais utilizadas em sistemas de comunicação. A medição direta da potência do sinal sobre a potência do ruído permite prever a quantidade de bits errados ou não no processo de decisão do receptor (Shafik et al. 2006). Existem tabuladas na literatura inúmeras relações probabilísticas que numericamente descrevem o comportamento de sinais

com modulação digital em canais com ruído gaussiano. Para tanto, considere a transmissão em canais AWGN de sinais uni/multiportadoras, com modulação M-QAM de sequência de bits codificados com código Gray, e com detecção coerente. A probabilidade de erro de bits, ou taxa de erro de bits é dada por

$$BER = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3SNR}{(2M-2)}} \right), \quad (133)$$

onde $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2} dt$ é a função erro complementar, M é o tipo de modulação empregada (para 16-QAM, M = 16) e a SNR matematicamente descrita pela razão

$$SNR = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [(X_I)^2 + (X_Q)^2]}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [(n_I)^2 + (n_Q)^2]}, \quad (134)$$

para X_I e X_Q os componentes em fase e quadratura do sinal transmitido, n_I e n_Q as amplitudes em fase e quadratura do ruído gaussiano de densidade espectral de potência igual a $\frac{N_0}{2}$ (Shafik et al. 2006). Em sistemas amostrados à taxa de símbolos, a SNR pode ser definido por

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} = \frac{\log_2(M)E_b}{N_0}, \quad (135)$$

onde $E_s = \log_2(M)E_b$ é a energia de cada símbolo constelação e E_b a energia de cada bit que o compõem.

É possível afirmar que a EVM é, essencialmente, o erro de magnitude normalizada entre a constelação medida e a constelação gerada. Em um canal com ruído gaussiano branco, a relação entre a SNR e a EVM é evidenciada por

$$EVM_{RMS} \approx \left[\frac{1}{SNR} \right]^{\frac{1}{2}} \approx \left[\frac{N_0}{E_s} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (136)$$

que em dB torna-se $EVM_{RMS} \approx -20 \times \log_{10}(SNR)$ (Shafik et al. 2006). Assim, sabendo que $SNR \approx \frac{1}{EVM_{RMS}^2}$ reescreve-se (133) como

$$BER = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{EVM_{RMS}^2(2M-2)}} \right), \quad (137)$$

como relação matemática entre a BER e a EVM medida diretamente de diagramas de constelações quadradas M-QAM. A Figura 54 mostra tais relações obtidas através da simulação de um sistema OFDM de $L = 100$ sinais de $N = 1024$ subportadoras, em uma largura de banda $B_w = 10$ GHz e taxa de transferência $R_b \approx 35$ Gbps em um canal AWGN para variados valores de SNR e níveis de modulação QAM. A relação empírica

entre a EVM e a SNR refere-se ao resultado da simulação, ou seja, a EVM é obtida via simulação computacional que aplicada à relação (136) resulta na resposta com marcas circulares. O traço referente ao EVM versus SNR Teórico consiste em aplicar os valores de SNR dados como entrada na equação equação (136). O comportamento empírico do gráfico de desempenho BER versus SNR provém da simulação do sistema OFDM parametrizado conforme descrito anteriormente. Os traços Teórico e Semi-Empírico são provenientes do uso das equações (133) e (137) respectivamente. Observa-se uma diferença de aproximadamente 1.5 dB na comparação entre o EVM por SNR Empírico (simulado) e o Teórico para a $SNR = 2$ dB. Uma ponderação sobre essa pequena discrepância sugere a delimitação de um valor a partir do qual emprega-se a relação (136). Deve-se no entanto realçar a exatidão das curvas de desempenho em termos da taxa de erro de bits, SNR e EVM, exaltando a gama de valores acima de 10^{-6} de real interesse em sistemas de telecomunicações.

No entanto, em sistemas ópticos em que não se conhece a estatística e a proveniência do ruído dominante, torna-se apropriada a definição da grandeza taxa de erro de modulação MER (*Modulation Error rate*) conforme

$$MER = -20\log_{10}(EVM) + 10\log_{10}\left(\frac{\langle V^2 \rangle}{V_{max}^2}\right), \quad (138)$$

onde $\langle V^2 \rangle$ é o valor quadrático médio da tensão de todos os pontos da constelação e V_{max} a tensão do ponto da constelação de maior amplitude (Urlick et al. 2004). Em (138), $EVM = r_e/V_{max}$ para r_e a magnitude do raio do vetor do dados recebidos determinada pelo valor médio quadrático do desvio dos dados recebidos dos pontos da constelação. Torna-se, portanto, desnecessária a normalização do diagrama de constelação, desde que os tons pilotos; em casos em que estes são utilizados para reconhecimento de canal e ou sincronismo; sejam retirados antes da avaliação da métrica. Como valor médio da SNR de toda a constelação, a MER pode assim ser aplicada na equação (137) para a determinação aproximada de uma taxa de erro de bits referencial. A Figura 55 mostra a avaliação de desempenho via simulação do referido sistema OFDM com a figura de mérito da equação 138.

Nota-se na Figura 55 a exatidão das curvas de simulação computacional (Empírica) e Teórica na avaliação do desempenho do sistema em termos de EVM por MER (SNR). O mesmo acontece na BER versus MER, onde também estão dispostos as curvas teóricas 4-QAM e 64-QAM. Estes resultados sugerem a adoção da relação (138) como parâmetro SNR a ser especificado nas relações EVM e BER.

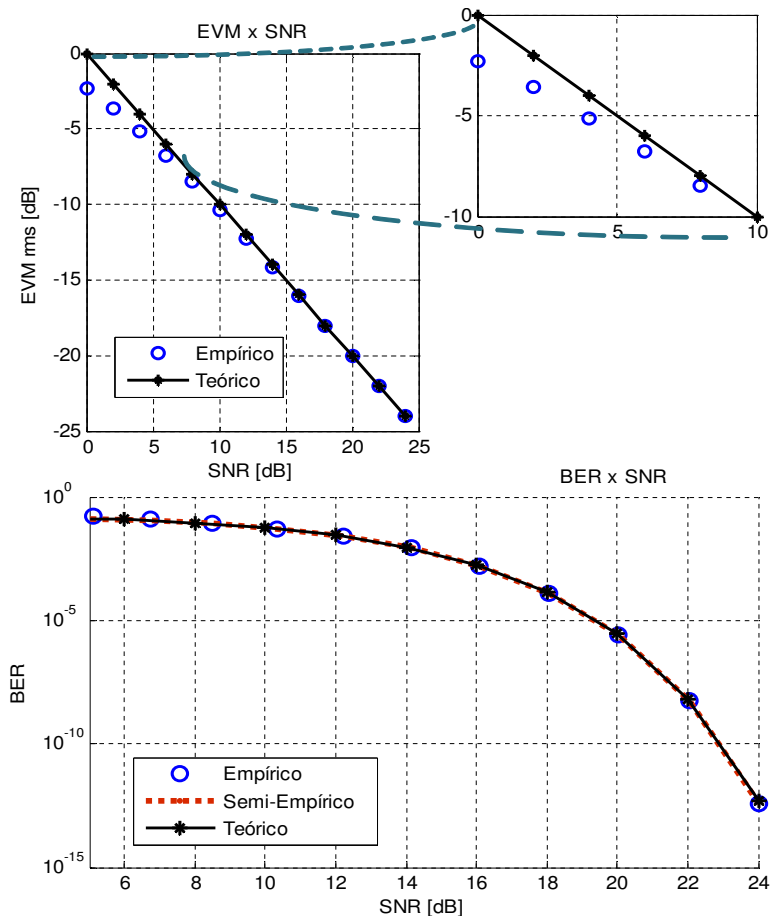


Figura 54 – Relação EVM, SNR e BER para Modulação 16-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.

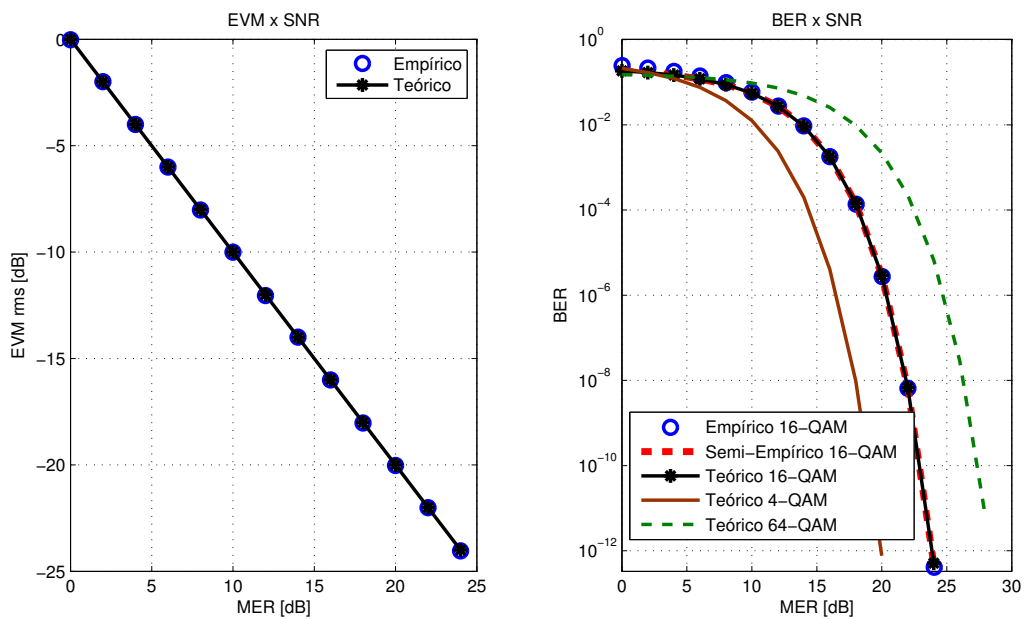


Figura 55 – Relação EVM, MER e BER para Modulação 4,16 e 64-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.