



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Thyago Monteiro Sá Pinto

**Avaliação Sistêmica da Modulação Óptica  
M-QAM Gerada por Sinais Elétricos  
Binários e Multiníveis**

System Evaluation of Optical M-QAM Modulation Generated by Binary and  
Multilevel Electrical Signals

Campinas

2017



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Thyago Monteiro Sá Pinto

## Avaliação Sistêmica da Modulação Óptica M-QAM Gerada por Sinais Elétricos Binários e Multiníveis

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Thyago Monteiro Sá Pinto, e orientada pelo Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello

Campinas  
2017

**Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES**

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura  
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

P658a Pinto, Thyago Monteiro Sá, 1990-  
Avaliação sistêmica da modulação óptica M-QAM gerada por sinais elétricos binários e multiníveis / Thyago Monteiro Sá Pinto. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: Darli Augusto de Arruda Mello.  
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações ópticas (Transmissão de dados). 2. Processamento digital de sinais. 3. Ótica coerente. 4. Modulador. I. Mello, Darli Augusto de Arruda, 1976-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** System evaluation of optical M-QAM modulation generated by binary and multilevel electrical signals

**Palavras-chave em inglês:**

Optical Communications (Data Transmission)

Digital signal processing

Coherent optical

Modulator

**Área de concentração:** Telecomunicações e Telemática

**Titulação:** Mestre em Engenharia Elétrica

**Banca examinadora:**

Darli Augusto de Arruda Mello [Orientador]

Lucas Heitzmann Gabrielli

Fábio Donati Simões

**Data de defesa:** 27-07-2017

**Programa de Pós-Graduação:** Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Candidato:** Thyago Monteiro Sá Pinto

**RA:** 162622

**Data da Defesa:** 27 de julho de 2017

**Título da Tese:** Avaliação sistêmica da modulação óptica M-QAM gerada por sinais elétricos binários e multiníveis

Banca Examinadora

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello (DECOM\FEEC\UNICAMP)

Prof. Dr. Lucas Heitzmann Gabrielli (DECOM\FEEC\UNICAMP)

Prof. Dr. Fabio Donati Simões (Fundação CPqD)

*Dedicado à minha primeira professora. Para minha mãe.*

## Agradecimentos

Cerca de dois anos atrás, eu estava concluindo a minha graduação e tinha algumas noções sobre o que eu queria para o meu futuro, porém não sabia ao certo como fazê-lo. Então, eu conheci os professores Darli Mello e Dalton Arantes, e eles me ofereceram um caminho, acreditaram no meu potencial e me serviram de orientadores ao longo desse tempo. Eu não poderia ser mais grato a esses dois por todas as orientações e conselhos.

À minha família, eu agradeço todo apoio e confiança nas minhas decisões. Minha mãe e meu irmão são tudo pra mim, e apesar da distância entre nós, eu gostaria que eles soubessem que não houve um dia em que eu não pensei neles.

Aos meus amigos e companheiros de laboratório, um ambiente rico em culturas, meu muito obrigado por todo conhecimento compartilhado.

Aos meus amigos de condomínio, do Metropoly bar e da Unicamp em geral, meus agradecimentos por compartilharem momentos comigo. Não quero esquecer de nada do que vivi com vocês.

Meus agradecimentos a PadTec pelo financiamento dessa pesquisa, ao Departamento de Comunicações (DECOM), a Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC), aos professores e funcionários desses setores, as funcionárias dos restaurantes universitários, além da Unicamp por me receber de braços abertos.

Foram dois anos de muito aprendizado, e que ficarão na minha memória.

*“There is a tide in the affairs of men. Which, taken at the flood, leads on to fortune; Omitted, all the voyage of their life is bound in shallows and in miseries. On such a full sea are we now afloat, and we must take the current when it serves, or lose our ventures.”*

*(William Shakespeare)*

## Resumo

A comparação de desempenho entre arquiteturas de modulação M-QAM com acionamento por sinais elétricos multiníveis e binários é realizada considerando o ruído acumulado por um enlace de longa distância. Enquanto o acionamento por sinais elétricos multiníveis requer um rígido controle de potência para evitar não-linearidades, a opção de acionamento por sinais binários exibe perdas intrínsecas superiores. As duas técnicas de modulação são avaliadas por simulação de Monte-Carlo considerando ruído aditivo. Os resultados indicam que ambas as opções conduzem a equivalentes distâncias máximas, porém, o modulador com acionamento por sinais binários requer, em geral, maiores índices de modulação.

**Palavras-chaves:** transmissão óptica coerente; não-linearidades; síntese óptica; modulador Mach-Zehnder.

## Abstract

M-QAM optical modulation schemes driven by multilevel and binary electrical waveforms are compared assuming the noise accumulated over a long-distance link. While the architecture driven by multilevel electrical signals requires a power back-off to avoid modulator nonlinearities, the option driven by binary waveforms exhibits higher intrinsic losses. The system performance is evaluated by Monte-Carlo simulation under additive noise. The results indicate that both options yield equivalent maximum system reaches. However, the architecture based on binary systems requires in general higher driving voltages.

**Keywords:** coherent optical transmission; nonlinear optics ; optical synthesis; Mach-Zehnder modulator.

## Lista de ilustrações

Figura 1 – Arquitetura DWDM. . . . .	24
Figura 2 – Representação gráfica da definição de OSNR. . . . .	26
Figura 3 – Dispersão de modos de polarização. . . . .	29
Figura 4 – Estrutura genérica de um transmissor. . . . .	32
Figura 5 – Principais efeitos ocorrendo entre dois níveis de energia de um átomo (a) absorção (b) emissão espontânea (c) emissão estimulada. . . . .	33
Figura 6 – Estrutura do modulador de fase. . . . .	35
Figura 7 – Estrutura do modulador Mach Zehnder. . . . .	36
Figura 8 – Operação no ponto de quadratura. . . . .	38
Figura 9 – Operação no ponto de mínima transmitância. . . . .	38
Figura 10 – Estrutura do modulador IQ. . . . .	39
Figura 11 – Geração do sinal QPSK. . . . .	40
Figura 12 – Resposta do MZM: utilização de toda curva. . . . .	41
Figura 13 – Resposta do MZM: redução da tensão de acionamento. . . . .	41
Figura 14 – Resposta do MZM: utilização da função de pré-distorção. . . . .	42
Figura 15 – Estrutura do modulador óptico multinível 16 QAM. . . . .	43
Figura 16 – Princípio de operação do modulador óptico multinível 16 QAM. . . . .	43
Figura 17 – Estrutura do modulador óptico multinível 64 QAM. . . . .	44
Figura 18 – Estrutura do receptor coerente com blocos de processamento digital de sinais. . . . .	46
Figura 19 – Princípio de detecção coerente. . . . .	47
Figura 20 – Configuração do receptor coerente (RxN) em fase e quadratura. . . . .	48
Figura 21 – Configuração do receptor coerente (RXn) com diversidade de polarização DP-IQ. . . . .	49
Figura 22 – Equalizador tipo borboleta de múltiplas entradas múltiplas saídas ( <i>Multiple input multiple output</i> - MIMO). . . . .	52
Figura 23 – Etapas do DSP em uma constelação 16 QAM. . . . .	56
Figura 24 – Enlace de avaliação dos moduladores convencional e multinível óptico. . . . .	57
Figura 25 – Curva do equalizador utilizado no enlace. . . . .	58
Figura 26 – Constelações 16 e 64 QAM geradas por síntese óptica. . . . .	59
Figura 27 – Constelações 16 e 64 QAM com acionamento por sinais elétricos multiníveis. . . . .	60
Figura 28 – Curva comparativa de BER por OSNR. . . . .	60
Figura 29 – Influência do MI na potência de lançamento do dispositivo. . . . .	61

Figura 30 – Comparativo das máximas distâncias 16 QAM para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.). . . . .	62
Figura 31 – Comparativo das máximas distâncias 16 QAM (ER 30 dB) para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.). . . . .	63
Figura 32 – Comparativo das máximas distâncias 16 QAM (ER 20 dB) para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.). . . . .	63
Figura 33 – Comparativo das máximas distâncias 16 QAM (ER 40 dB) equalizador - 3 dBm para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.). . . . .	64
Figura 34 – Comparativo das máximas distâncias 64 QAM para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.). . . . .	64
Figura 35 – Comparativo das máximas distâncias 64 QAM (ER 30 dB) para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.). . . . .	65
Figura 36 – Comparativo das máximas distâncias 64 QAM (ER 20 dB) para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.). . . . .	65
Figura 37 – Comparativo das máximas distâncias 64 QAM (ER 40 dB) equalizador - 3 dBm para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.). . . . .	66
Figura 38 – Efeito do desbalanceamento na distribuição de potência do modulador M-QAM por síntese óptica. . . . .	67
Figura 39 – Constelação 64 QAM por síntese óptica com distribuição de potência não-ótima. . . . .	67

## Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros de avaliação do enlace. . . . .	59
Tabela 2 – Distribuições de potências desbalanceadas no modulador por síntese óptica. . . . .	66

## Lista de Acrônimos

ADC	Conversor analógico digital	Analog to digital converter
AM	Modulador de amplitude	Amplitude modulator
APSK	Chaveamento de fase e amplitude	Amplitude and phase-shift keying
ASE	Emissão espontânea amplificada	Amplified spontaneous emission
BER	Taxa de erro de bit	Bit error rate
BPSK	Chaveamento binário de fase	Binary phase shift keying
BS	Estação base	Base station
CD	Dispersão cromática	Chromatic dispersion
CMA	Algoritmo de módulo constante	Constant modulus algorithm
CO	Recepção coerente	Coherent reception
CO-OFDM	Multiplexação por divisão de frequências ortogonais Coerente	Coherent Orthogonal frequency-division multiplexing
CW	Onda contínua	Continuous wave
DAC	Conversor digital-analógico	Digital to analog converter
DCF	Fibra de dispersão compensada	Dispersion compensating fiber
DGD	Atraso diferencial de grupo	Differential group delay
DSP	Processamento digital de sinais	Digital signal processing
DP	Duas polarizações	Dual polarization
DP-IQM	Modulador de fase e quadratura em duas polarizações	Dual polarization in phase and quadrature modulator
DWDM	Multiplexação por divisão de comprimento de onda densa	Dense wavelength division multiplexing
EA	Eletro-absorção	Electro-absorption
ECL	Laser de cavidade externa	External cavity laser
EDFA	Amplificador a fibra dopada com érbio	Erbium doped fiber amplifier
ER	Razão de extinção	Extinction ratio
EVM	Magnitude do vetor de erro	Error vector magnitude
FEC	Correção posterior de erro	Forward error correction
FIR	Resposta finita ao impulso	Finite impulse response
FWM	Mistura de quatro ondas	Four wave mixing
GVD	Dispersão de velocidade de grupo	Group velocity dispersion
IQM	Modulador de fase e quadratura	In phase and quadrature modulator
ISI	Interferência intersimbólica	Intersymbol interference
LASER	Amplificação de luz por emissão estimulada da radiação	Light amplification by stimulated emission of radiation
LED	Diodo emissor de luz	Light emitting diodes
LMS	Mínimo erro quadrático	Least mean square
LO	Oscilador local	Local oscillator
LSB	Bits menos significativos	Less significant bits

MI	Índice de modulação	Modulation index
MIMO	Múltiplas entradas múltiplas saídas	Multiple input multiple output
MSB	Bits mais significativos	Most significant bits
MZM	Modulador Mach-Zehnder	Mach-Zehnder modulator
N-DWDM	Multiplexação por divisão de comprimento de onda densa com pulso de Nyquist	Nyquist Dense wavelength division multiplexing
OFDM	Multiplexação por divisão de frequências ortogonais	Orthogonal frequency-division multiplexing
OOK	Chaveamento liga-desliga	On-off keying
OPD	Divisor de potência óptico	Optical power divider
OSNR	Relação sinal-ruído óptica	Optical signal to noise ratio
PBC	Combinador de polarização	Polarization beam combiner
PBS	Separador de polarização	Polarization beam splitter
PLC	Circuitos ópticos planares	Planar lightwave circuits
PM	Modulador de fase	Phase Modulator
PMD	Dispersão de modos de polarização	Polarization mode dispersion
PS	Formatação probabilística	Probabilistic shaping
QAM	Modulação de amplitude e quadratura	Quadrature amplitude modulation
QPSK	Chaveamento de fase e quadratura	Quadrature phase shift keying
RDE	Equalizador dirigido radialmente	Radially directed equalizer
RMS	Raiz média quadrática	Root mean square
RoF	Rádio sobre fibra	Radio over fiber
RZ	Retorno para o zero	Return to zero
SBS	Espalhamento de Brillouin estimulado	Stimulated Brillouin scattering
SC	Portadora única	Single carrier
SMF	Fibra monomodo	Single mode fiber
SPM	Auto-modulação de fase	Self-phase modulation
SNR	Relação sinal-ruído	Signal to noise ratio
SRS	Espalhamento de Raman estimulado	Stimulated Raman scattering
TDM	Multiplexação por divisão de tempo	Time division multiplexing
VOA	Atenuador óptico variável	Variable optical attenuator
WDM	Multiplexação por divisão de comprimento de onda	Wavelength division multiplexing
WSS	Chave seletora de comprimento de onda	Wavelength selective switch
XPM	Modulação de fase cruzada	Cross phase modulation

## Lista de Símbolos

$T_x$	Transmissor
$R_x$	Receptor
$S_{sp}$	Densidade espectral de potência do ruído ASE
$G$	Ganho de amplificação
$n_{sp}$	Fator de emissão espontânea
$h$	Constante de Planck
$\nu$	Frequência
$F_n$	Figura de ruído
$P_{ASE}$	Potência do ruído ASE
$B_o$	Banda óptica
$P_{ASE_{ac}}$	Potência do ruído ASE acumulado
$N_A$	Número de amplificadores no enlace
$B_{ref}$	Banda de referência
$p$	Número de polarizações
$R_s$	Taxa de símbolos
$R_b$	Taxa de bits
$N_{bit}$	Número de bits por símbolo
$SNR_{bits}$	Relação sinal ruído por bits
$\Delta T$	Alargamento temporal
$L$	Comprimento da fibra óptica
$\beta_2$	Parâmetro de dispersão da velocidade grupo
$\Delta\omega$	Largura espectral do pulso
$\beta$	Constante de propagação
$\lambda$	Comprimento de onda
$c$	Velocidade da luz
$n$	Índice de refração
$\Delta\tau$	Atraso dos modos de polarização
$D_{PMD}$	Coefficiente de dispersão de modos de polarização
$P_{rec}$	Potência recebida
$P_{lançada}$	Potência lançada
$\alpha$	Coefficiente de atenuação
$A_{eff}$	Área efetiva da fibra
$\bar{n}_2$	Coefficiente não-linear do índice de propagação
$\gamma$	Parâmetro não-linear da constante de propagação
$L_{eff}$	Comprimento efetivo de interação da fibra
$\phi_{NL}$	Varição de fase por SPM
$\phi_j$	Varição de fase por XPM
$P_{sbs}$	Potência de gatilho do espalhamento de Brillouin
$P_{srs}$	Potência de gatilho do espalhamento de Raman
$g_B$	Ganho de Brillouin

$g_R$	Ganho de Raman
$s(t)$	Sinal na saída do modulador
$m(t)$	Sinal mensagem
$A_K e^{j\phi_K}$	Símbolo complexo
$g(t)$	Formato do pulso
$T_s$	Tempo de símbolo
$P_S$	Potência da portadora
$\omega_S$	Frequência da portadora
$\phi_S$	Fase da portadora
$e_S$	Polarização
$R_{est}$	Taxa de emissão estimulada
$R_{abs}$	Taxa de absorção
$E_{CW}(t)$	Campo elétrico normalizado do laser
$\delta P(t)$	Variação de intensidade da potência do laser
$\varphi_{ns}$	Variação de fase do laser
$N$	Densidade de portadores injetada
$\sigma_g$	Ganho diferencial do laser
$\eta_{int}$	Eficiência quântica interna
$R_{rr}$	Recombinação radioativa
$R_{nr}$	Recombinação não-radioativa
$I_{th}(K)$	Corrente de gatilho
$I_0$	Corrente inicial
$K$	Temperatura
$R$	Responsividade
$E_{in}$	Campo elétrico de entrada
$E_{out}$	Campo elétrico de saída
$u(t)$	Sinal elétrico modulante
$V_\pi$	Tensão que provoca um deslocamento de fase de $\pi$ no sinal
$a_I$	Perda de inserção
$\gamma_n$	Fator de distribuição de potência no MZM
$u_{bias}$	Tensão de polarização do modulador
$P_{in}$	Potência de entrada do modulador
$P_{out}$	Potência de saída do modulador
$u_I(t)$	Sinal de acionamento em fase
$u_Q(t)$	Sinal de acionamento em quadratura
$E_s(t)$	Campo elétrico recebido
$E_{lo}(t)$	Campo elétrico gerado pelo oscilador local
$P_{lo}$	Potência no oscilador local
$\omega_{lo}$	Frequência no oscilador local
$\phi_{lo}$	Fase do oscilador local
$\phi_{\eta lo}$	Ruído de fase no oscilador local
$\phi_{\eta s}$	Ruído de fase do sinal recebido
$i_{sh}$	Corrente de ruído balístico

## Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>19</b>
1.1	Exposição do Problema	21
1.2	Objetivos	22
1.3	Organização do Trabalho	23
1.4	Publicação Relacionada à Dissertação	23
<b>2</b>	<b>Sistemas DWDM</b>	<b>24</b>
2.1	Amplificadores EDFA	25
2.2	Fibra Óptica	27
2.2.1	Dispersão	27
2.2.2	Atenuação	29
2.2.3	Efeitos Ópticos Não-lineares	30
<b>3</b>	<b>Transmissores Ópticos</b>	<b>32</b>
3.1	Lasers	33
3.2	Moduladores Ópticos	34
3.2.1	Modulador de Fase	35
3.2.2	Modulador de Amplitude	35
3.2.3	Modulador em Fase e Quadratura	37
3.3	Modulação Óptica Multinível	40
3.3.1	Modulador Óptico Multinível para 16 QAM	42
3.3.2	Modulador Óptico Multinível para 64 QAM	44
<b>4</b>	<b>Receptores Coerentes</b>	<b>46</b>
4.1	Fundamentos de Detecção Coerente	47
4.2	Processamento Digital de Sinais (DSP)	49
4.2.1	Ortogonalização e Alinhamento	50
4.2.2	Compensação de Dispersão Cromática	50
4.2.3	Recuperação de Relógio	51
4.2.4	Equalização Dinâmica	51
4.2.5	Estimação de Fase e Frequência	53
<b>5</b>	<b>Resultados e Discussões</b>	<b>57</b>
5.1	Descrição do Setup de Avaliação	57
5.2	Avaliação Sistemática	58
5.2.1	Avaliação Sistemática do Sinal 16 QAM	61
5.2.2	Avaliação Sistemática do Sinal 64 QAM	62
5.2.3	Distribuição de Potência no Modulador Óptico Multinível	65
	<b>Conclusão</b>	<b>68</b>

Referências . . . . . 70

## 1 Introdução

A popularização dos sistemas de banda larga, armazenamento em nuvem, serviços de *streaming*, redes sociais e vídeos de alta resolução conduzem a um aumento da demanda de capacidade das redes, atualmente, com crescimento de tráfego de dados estimado em 38% ao ano [1]. Tendo em vista uma alternativa para atender essa demanda, mais do que elevar a taxa de transmissão, a infraestrutura para acompanhar esse crescimento deve satisfazer critérios de eficiência espectral, custo de implementação, escalabilidade e compatibilidade com tecnologias em operação. Devido a sua alta largura de banda disponível e baixo custo por bit, o uso de enlaces de transmissão óptica consolida-se no que se refere a arquiteturas de transmissão de longas distâncias. Além disso, com a popularização dos sistemas de redes sem fio, o uso de fibras ópticas surge em aplicações das tecnologias de rádio sobre fibra (*radio over fiber-RoF*), conectando estações rádio-base (*base station-BS*) às centrais de dados por longas distâncias [2].

Enlaces ópticos são constituídos basicamente de três estruturas: transmissor, o receptor e o canal utilizando fibra óptica. Porém, a transmissão ponto-a-ponto possui limitações, entre as principais a atenuação da fibra, a dispersão cromática e as não-linearidades. A atenuação corresponde à potência que é perdida ao longo do canal, e até os anos 90 era um grande limitador de desempenho em longas distâncias, devido à necessidade de regeneração do sinal em diversos trechos. Isso mudou com o advento dos amplificadores a fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier-EDFA*) e os amplificadores Raman, que ampliaram o alcance transparente das redes e abriram caminho para a consolidação da técnica de multiplexação por divisão de comprimento de onda (*wavelength division multiplexing - WDM*) em sistemas metropolitanos de longa distância e até em redes de acesso [3]. Já a dispersão ocorre devido ao fato de o índice de refração da fibra ser função da frequência, e repercute em alargamento temporal dos pulsos transmitidos e interferência intersimbólica (*intersymbol interference-ISI*), degradando o desempenho da transmissão. Esse efeito geralmente é contornado pelo uso de fibras de compensação de dispersão (*dispersion compensating fiber- DCFs*) que possuem um coeficiente de dispersão de sinal oposto ao das fibras monomodo (*single mode fiber-SMF*).

Atualmente, os sistemas WDM operam com canais de 100 Gb/s e uma grade de espaçamento entre canais em 50 GHz [4], [5]. Esses sistemas são caracterizados pela combinação da transmissão em duas polarizações (*dual polarization-DP*), recepção coerente (*coherent reception -CO*), uso de técnicas de processamento digital de sinais (*digital signal processing-DSP*) e correção posterior de erro (*forward error correction-FEC*). No desenvolvimento dos próximos padrões de transmissão óptica, que devem corresponder a canais de 400 Gb/s e 1 Tb/s, além de obter ganhos de desempenho e minimização dos

efeitos mencionados, diversas alternativas são discutidas na literatura. Entre os principais tópicos estão o aumento da taxa de símbolo em uma única portadora, maior número de subportadoras [6], [7], uso de formatos avançados de modulação, como modulação de amplitude e quadratura (*quadrature amplitude modulation* - M-QAM) ou o uso de multiplexação modal ou espacial.

A principal limitação no aumento da taxa de símbolo nos sistemas de portadora única é a largura de banda dos componentes óptico-eletrônicos, como os conversores analógico-digitais (*digital analog converters*-DAC). Apesar disso, as recepções de 1 Tb/s com portadora única e taxas de símbolos de 124 Gbaud [8] e 127,9 Gbaud [9] foram validadas experimentalmente, ambas baseando-se na técnica de particionamento do espectro e uma arquitetura paralelizável de transmissor.

Entre as técnicas que utilizam diversas subportadoras, as principais são a multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*orthogonal frequency-division multiplexing*-OFDM) e utilização de pulsos de Nyquist em sistemas WDM denso (DWDM). Sob condições idealizadas, as técnicas podem ser projetadas de forma a terem a mesma sensibilidade no receptor e eficiência espectral, porém a tecnologia OFDM Coerente (CO-OFDM) requer maior largura de banda no receptor e conversores analógico-digital (*analog to digital converter*-ADC) com maiores resoluções [10], condições limitadas pela disponibilidade prática de dispositivos e poder computacional. Para obtenção de um espectro retangular nos sistemas Nyquist-DWDM, um dispositivo formatador de pulso (filtro ou *pulse shaper*) é inserido no transmissor, de forma que o aumento da eficiência espectral vêm ao custo de maior complexidade. Ambas as técnicas de multiplexação de subportadoras são tecnologias consolidadas e resultados experimentais N-DWDM com 1,92 Tb/s foram reportados em [11], e  $8 \times 520$  Gbit/s DP-16QAM-OFDM em [12].

Por sua vez, formatos avançados de modulação, como M-QAM, conduzem a um aumento da eficiência espectral, pois um único símbolo carrega uma maior quantidade de bits quando em comparação com formatos de modulação de menor ordem. O método padrão na geração de sinais M-QAM é a combinação de DACs com moduladores ópticos de fase e quadratura em duas polarizações (*dual polarization in phase and quadrature modulator*-DP-IQM). Cada conjunto distinto de bits a ser transmitido é associado a um determinado símbolo dependendo do formato de modulação, sendo após isso convertidos pelo DAC em sinais elétricos. O modulador age transportando esses sinais em banda base para a frequência da portadora, gerando um sinal óptico em banda passante.

O modulador DP-IQ possui uma função de transferência com formato senoidal, o que implica em não-linearidades quando utilizado na geração de sinais de alta ordem como 16 e 64-QAM. Se utilizada toda a curva de resposta do dispositivo, esses efeitos implicam em distorção da constelação devido a interferência intersimbólica. A alternativa

seria utilizar apenas a parte linear da curva, porém, devido a baixa amplitude, constroi-se uma constelação altamente suscetível ao ruído dos amplificadores. É preferível que seu acionamento seja feito por sinais binários ao invés de sinais elétricos multiníveis [13], mas para isso é necessária a utilização de uma outra arquitetura do dispositivo.

Neste trabalho, objetiva-se a avaliação comparativa de desempenho entre constelações M-QAM geradas pela técnica convencional (acionamento com sinais elétricos multiníveis) e a construção óptica de sinais multiníveis a partir de sinais binários de menor ordem, especificamente chaveamento de fase e quadratura (*quadrature phase shif keying-QPSK*). Critérios como taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER), penalidade na relação sinal ruído óptica (*optical signal to noise ratio*-OSNR) e máxima distância alcançada no uso de cada técnica são avaliados, assim como suas implicações sistêmicas.

## 1.1 Exposição do Problema

Considerando sistemas de futura geração, mais especificamente 400 Gb/s e 1 Tbit/s, formatos avançados de modulação são considerados como soluções tecnológicas práticas, devido principalmente à alta eficiência espectral. Para compensar a limitação de alcance transparente devido à influência de fontes de ruído, interferência intersimbólica e principalmente não-linearidades, diversas alternativas são propostas em combinação com a técnica de geração de sinais, tais como compensação de efeitos não-lineares por pré-distorção [14], formatação probabilística [15] e técnicas avançadas de FEC [16]. Tendo em vista a mitigação de efeitos não-lineares, a utilização de um modulador por síntese óptica se mostra uma opção. Essa técnica, também conhecida como modulação óptica multinível, parte da combinação de formatos de modulação de ordem inferior (QPSK) na construção de constelações de alta ordem, tais como 16 e 64 QAM. Dessa forma, o acionamento dos moduladores Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder modulator*-MZM) baseia-se apenas em sinais binários, não atingindo as regiões não-lineares da curva de transferência do dispositivo.

Trabalhos desenvolvidos com a técnica de síntese óptica são propostos na literatura. Em [17] e [18], a geração de uma constelação 64 QAM é demonstrada a partir da síntese de três sinais QPSK. Cada circuito utilizado na geração dos sinais QPSK é constituído de MZMs em paralelo e conectados por acopladores e divisores de potência baseados em um par de circuitos ópticos planares (*planar lightwave circuits*-PLCs) assimétricos, com razão de distribuição de potência em 16:4:1. A perda de inserção do módulo foi de 5,5 dB com banda eletro-óptica superior a 25 GHz. Acionando o modulador com sinais binários de 20 Gbaud e utilizando um multiplexador de polarização, a geração de um sinal de 240 Gbit/s PDM-64 QAM foi demonstrada. Partindo-se dessa técnica, a construção de um modulador com formato de modulação flexível é validada em [19], de forma que

sinais QPSK, 8 QAM e 16 QAM poderiam ser selecionados dependendo das condições do enlace. Em [20], a transmissão de 50 Gbit/s por 50 km de um sinal 16 QAM gerado por síntese óptica é demonstrada com BER abaixo do limite de FEC para potência recebida superior a -25 dBm. Resultados da transmissão 40 Gbit/s 16 QAM por 75 km também são encontrados em [21] com uma penalidade de 3 dB para o transmissor imediatamente posicionado ao receptor (*back-to-back*-B2B). A utilização de dois MZM em cascata para geração dos símbolos em cada eixo do plano IQ é proposta por [22], com cada MZM sendo acionado por sinais binários. O cascadeamento dos dispositivos gera dois sinais 4-ASK em paralelo, sendo estes combinados na saída do dispositivo com deslocamento de  $\frac{\pi}{2}$  e viabilizando a construção de uma constelação 16 QAM. Resultados da recepção em B2B da transmissão de 40 Gbit/s de sinais 16 QAM gerados pela técnica são reportados em [23], assim como o sequenciamento de moduladores IQ [24].

Em [25], propõe-se uma arquitetura de modulador IQ utilizando a combinação de três MZMs para cada eixo. Em quadratura, cada MZM é acionado com sinais binários de mesma amplitude, e os sinais com modulação por deslocamento de fase (*binary phase shift keying* - BPSK) gerados são acoplados com razão de potência na proporção de 16:4:1. Dessa forma, uma constelação 8-APSK (*amplitude and phase-shift keying*) é gerada para cada eixo e combinadas com deslocamento de fase de  $\frac{\pi}{2}$  para resultar em um sinal 64 QAM. Considerando uma taxa de símbolo de 10 Gbaud,  $V_{\pi}$  de 4 V e a adição de ruído gaussiano branco, é demonstrado um vetor magnitude de erro (*error vector magnitude*-EVM) inferior a 10 % para uma OSNR superior a 23 dB.

Alternativamente, [26] propõe a geração de um sinal 64 QAM a partir da combinação de dois moduladores IQ em série, em que o primeiro é acionado com sinais de quatro níveis de amplitude, gerando um sinal 16 QAM que é deslocado nos quatro quadrantes pelo modulador em sequência, responsável pela geração de uma constelação QPSK e acionado por sinais binários. Neste cenário, demonstrou-se experimentalmente a transmissão de um sinal de 240 Gbit/s PDM- 64 QAM com pulso com retorno a zero (*return to zero*-RZ) e recepção coerente. Para uma BER de  $2,4 \times 10^{-2}$ , verificou-se uma penalidade de 3,5 dB em relação ao limite teórico.

## 1.2 Objetivos

Nesta dissertação, avaliam-se constelações multiníveis construídas a partir de formatos de modulação de menor ordem, com ênfase na mitigação de efeitos não-lineares decorrentes da curva de transferência do MZM. Para isso, uma proposta de arquitetura de modulador baseada na síntese óptica é analisada e comparada com a técnica de modulação convencional, na qual o acionamento ocorre por sinais elétricos multiníveis. Considerando

um ambiente sistêmico, investiga-se a influência de parâmetros como razão de extinção, alcance transparente e potência de lançamento do dispositivo.

### 1.3 Organização do Trabalho

Esta dissertação está organizada em seis capítulos. No capítulo 2, sistemas DWDM são explorados assim como a abordagem teórica relacionada ao amplificador EDFA e as fibras ópticas. Os componentes dos transmissores ópticos são detalhados no capítulo 3, com ênfase no modulador *Mach-Zehnder* e na modulação óptica multinível. No capítulo 4, os receptores ópticos coerentes são analisados em termos de seus principais componentes. Os resultados obtidos utilizando o *software Optilux* são apresentados no capítulo 5, assim como a análise comparativa de desempenho no uso das duas técnicas de acionamento do MZM. Considerações e desafios de implementação da síntese óptica também são discutidos. Em seguida, são expostas as conclusões e perspectivas adquiridas ao longo deste trabalho.

### 1.4 Publicação Relacionada à Dissertação

Pinto, T. M. S., Mello, D. A. A., Arantes, D. S., Carvalho, L. H. H. "System Evaluation of Optical M-QAM Modulation Driven by Multilevel and Binary Waveforms". Em: *Latin-American Conference on Communications*, 2016, Medellín. LATINCOM, 2016.

## 2 Sistemas DWDM

Em um sistema DWDM coerente convencional,  $N$  sinais a serem transmitidos são multiplexados e transportados conjuntamente pela fibra, da forma ilustrada na Figura 1. Sua estrutura é composta dos seguintes elementos:

- Transmissor: responsável pela geração dos dados e modulação;
- Multiplexador: responsável por unir os diversos sinais de entrada em comprimentos de onda distintos.
- Amplificação: estágio que provê potência de lançamento adequada para que o sinal seja corretamente identificado no receptor.
- Demultiplexador: encaminha cada componente para os respectivos receptores coerentes (RxN);
- Receptor coerente: com o oscilador local (LO) sintonizado em comprimento de onda especificado, cada segmento recebe a informação enviada por um transmissor específico.

O sistema DWDM apresenta vantagens em relação a sistemas não-multiplexados, pois, sua utilização permite uma capacidade flexível, a transmissão de uma grande variedade de sinais em diversos formatos de modulação, escalabilidade e atende critérios de compatibilidade com arquiteturas consolidadas.

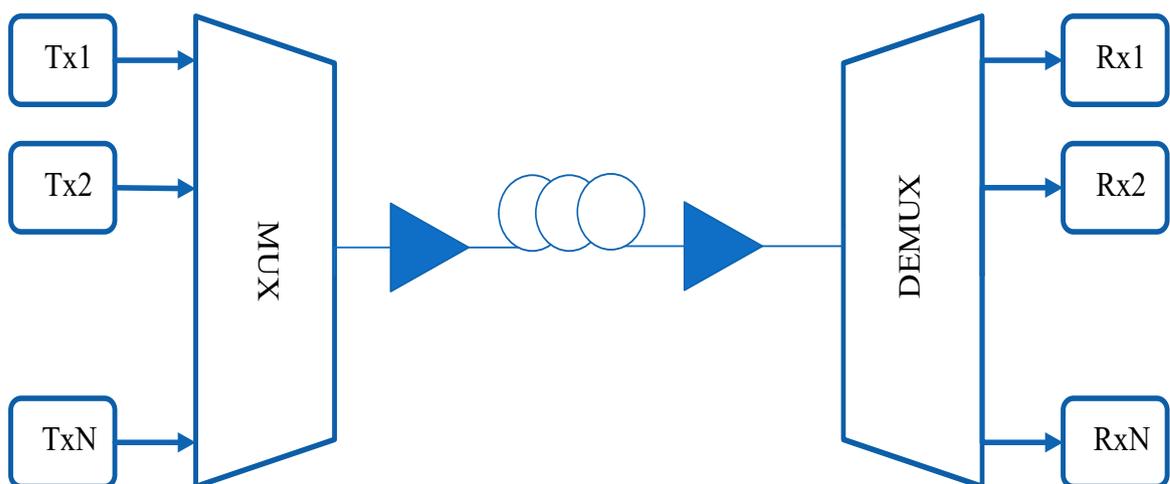


Figura 1 – Arquitetura DWDM.

Apesar disso, alguns aspectos devem ser levados em consideração, pois embora a transmissão em fibra de diversos canais minimamente espaçados proporcione maior eficiência espectral e de recursos devido ao fator compartilhamento, a qualidade do sinal

recebido pode ser seriamente comprometida por não-linearidades, como modulação de fase-cruzada (*cross phase modulation*-XPM) [27] e mistura de quatro ondas (*four wave mixing*-FWM) [28] [29].

Para efeito desse trabalho, os elementos dos transmissores e receptores serão detalhados nos próximos capítulos. Como parte da abordagem metodológica envolve o uso de amplificadores e a própria fibra óptica, tais elementos são destacados nas próximas seções.

## 2.1 Amplificadores EDFA

Para manter um nível de potência adequado à sensibilidade do receptor, amplificadores são cascateados ao longo do enlace de transmissão, de forma a compensar a perda inerente da fibra, que para o caso da SMF de uso comercial gira em torno de 0,2 dB/km para a banda C de transmissão (1530-1560 nm). Apesar de sua função, esses dispositivos também acabam por inserir ruído ao sinal, o que tende a comprometer a correta identificação da mensagem. O ruído associado ao EDFA é denominado ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission*-ASE) e sua densidade espectral de potência por polarização é definida da seguinte forma [30]:

$$S_{sp} = (G - 1)n_{sp}h\nu, \quad (2.1)$$

em que  $G$  é o ganho de amplificação,  $n_{sp}$  o fator de emissão espontânea,  $h$  a constante de Planck e  $\nu$  a frequência. Essa equação pode ser modificada levando-se em conta que:

$$n_{sp} = \frac{F_n}{2} \frac{G}{G - 1}, \quad (2.2)$$

na qual, a figura de ruído  $F_n$  é o parâmetro relacional entre as relações sinais ruído (*signal to noise ratio*-SNR) de entrada e saída do dispositivo. Em um EDFA, a figura de ruído se encontra tipicamente em um intervalo entre cinco e seis, e o ruído ASE é plano na largura espectral usual de um canal óptico. Considerando uma banda óptica  $B_o$  de referência e apenas uma polarização, a sua potência total inserida por amplificador é definida como:

$$P_{ASE} \approx \frac{F_n}{4} Gh\nu B_o, \quad (2.3)$$

em que o fator 1/2 foi adicionado para levar em consideração a influência do ruído nas componentes em fase e quadratura.

Considerando uma sequência de amplificadores, o ruído ASE se acumula, de forma que a Eq. 2.3 pode ser reescrita em função do número de amplificadores no enlace

$N_A$  e do ruído nas duas polarizações:

$$P_{ASE_{ac}} = N_A \frac{F_n}{2} Gh\nu B_o. \quad (2.4)$$

O ruído ASE acumulado corresponde a uma degradação na relação sinal ruído e pode ser utilizado para estimar a máxima distância alcançada por determinada configuração de enlace, levando-se em conta apenas o efeito de atenuação da fibra. O aumento do ruído tende a diminuir a relação sinal ruído, dificultando a identificação da mensagem. Para avaliar esse efeito, um parâmetro a ser considerado nos sistemas de comunicações ópticas é a relação entre a potência do sinal e a do ruído (*optical signal-to-noise ratio - OSNR*), definido como:

$$OSNR = \frac{P}{2N_{ASE}B_{ref}}, \quad (2.5)$$

em que  $P$  é a potência total do sinal considerando as duas polarizações,  $N_{ASE}$  é a densidade espectral do ruído ASE em uma única polarização, e  $B_{ref}$  é a banda de referência que usualmente é considerada 12,5 GHz e que corresponde a 0,1 nm de resolução dos analisadores de espectro em um comprimento de onda de 1550 nm. O fator 2 refere-se à avaliação em duas polarizações. Uma representação gráfica da definição de OSNR é apresentada na Figura 2.

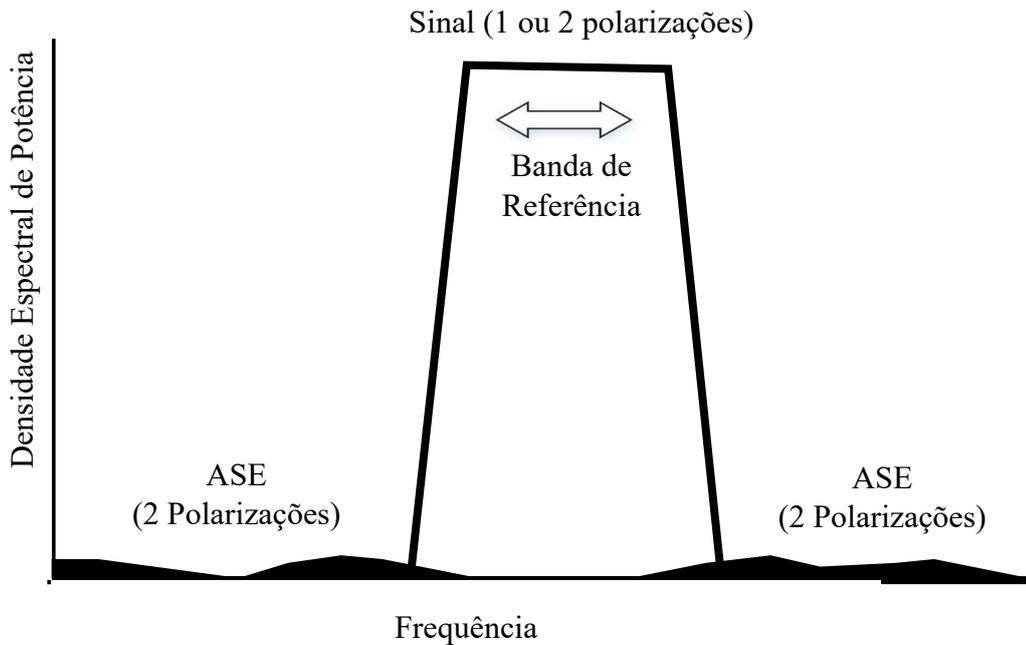


Figura 2 – Representação gráfica da definição de OSNR.

Geralmente, as fórmulas matemáticas para o cálculo da taxa de erro de bit levam em conta a SNR ao invés da OSNR. Tendo em vista a avaliação em sistemas de comunicações ópticas, opta-se pela conversão desses parâmetros a partir da relação [31]:

$$\text{OSNR} = \frac{pR_s}{2B_{ref}} \text{SNR}, \quad (2.6)$$

em que  $p$  é o número de polarizações e  $R_s$  é a taxa de símbolos.

Considerando que a taxa de bits  $R_b = pN_{bit}R_s$  e que  $\text{SNR} = N_{bit}\text{SNR}_{bits}$ , em que  $N_{bit}$  é a quantidade de bits por símbolo, a Eq. 2.6 pode ser simplificada de forma a depender apenas da taxa de símbolo, tal como:

$$\text{OSNR} = \frac{R_b}{2B_{ref}} \text{SNR}_{bits}. \quad (2.7)$$

## 2.2 Fibra Óptica

A fibra óptica é um guia de onda utilizado para sinais de alta velocidade. Sua estrutura é composta por três níveis, sendo eles o núcleo, a casca e a capa. Seu princípio de propagação, tendo vista uma análise geométrica, baseia-se na lei de Snell, que estabelece que um raio de luz ao incidir sobre uma superfície sofre reflexão e refração. Se o ângulo de incidência for superior a um ângulo crítico, o raio fica inteiramente confinado no interior do núcleo. Teoricamente, para que ocorra confinamento interno total, o índice de refração ( $n$ ) do núcleo deve ser superior ao da casca, porém as fibras podem ser projetadas com perfis de índices de refração núcleo-casca em degrau ou gradual, onde este último permite um combate mais eficiente da dispersão modal. Neste sentido, deve-se levar em conta que a transmissão pela fibra não é um canal perfeito e sua utilização deve considerar três aspectos críticos, sendo eles dispersão, perdas, e não-linearidades, que são detalhados a seguir.

### 2.2.1 Dispersão

Entre os principais efeitos dispersivos destacam-se:

1. **Dispersão cromática (*chromatic dispersion-CD*)**: ocorre porque a velocidade de grupo associada ao modo transmitido depende da frequência, fazendo com que as componentes espectrais do pulso transmitido viagem em diferentes velocidades. Sua principal consequência é o alargamento temporal do pulso, que pode ser calculado

da seguinte forma [30]

$$\Delta T = L\beta_2\Delta\omega, \quad (2.8)$$

em que  $L$  é o comprimento da fibra,  $\Delta\omega$  é a largura espectral do pulso e  $\beta_2$  é o parâmetro de dispersão da velocidade de grupo, definido como a derivada segunda da constante de propagação  $\beta$ , tal como

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2}. \quad (2.9)$$

A equação 2.8 pode ser reescrita em termos do comprimento de onda  $\lambda$ , da seguinte forma:

$$\Delta T = D\Delta\lambda L, \quad (2.10)$$

sendo  $D$  o coeficiente de dispersão da fibra em ps/nm.km, e definido como:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2, \quad (2.11)$$

em que  $c$  é a velocidade da luz no vácuo.

O parâmetro de dispersão pode ser decomposto em dois termos, sendo um referente à dispersão material e o outro à geometria do guia de onda. O primeiro diz respeito ao fato de que o índice de refração do material utilizado na fabricação da fibra se altera com a frequência  $\omega$ , enquanto a dispersão de guia de onda ocorre devido a influência da frequência normalizada  $V$  da fibra, por sua vez relacionada a quantidade de modos que podem ser transmitidos.

2. **Dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion-PMD*):** ocorre devido ao efeito de birrefringência, ou seja, a manifestação de índices de refração distintos para os dois modos de polarização ( $n_x \neq n_y$ ). O principal fator para essa assimetria é que as fibras não são perfeitamente cilíndricas e com diferentes índices de propagação em cada polarização as componentes não chegam ao receptor com a mesma velocidade, repercutindo em interferência intersimbólica e conseqüentemente em degradação do sinal. Na Figura 3, uma representação gráfica desse efeito pode ser observada.

O atraso dos modos de polarização em uma fibra com comprimento de  $L$  pode ser estimado como:

$$\Delta\tau = D_{PMD}\sqrt{L}, \quad (2.12)$$

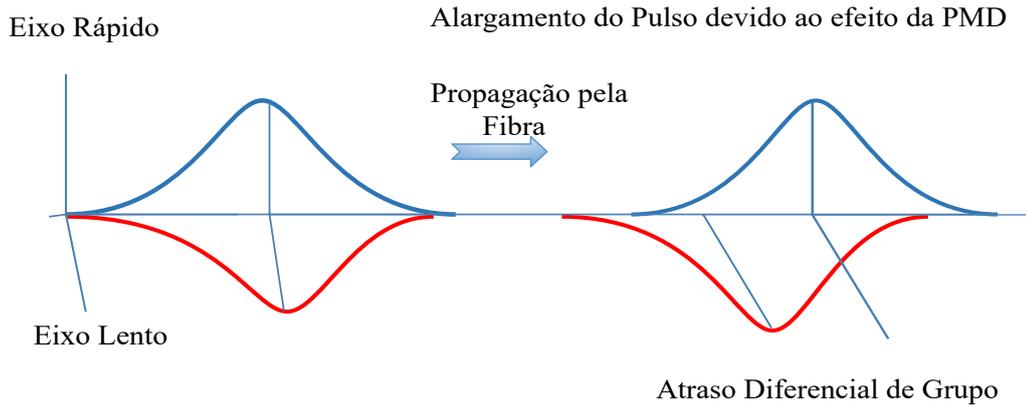


Figura 3 – Dispersão de modos de polarização.

em que  $D_{PMD}$  é o coeficiente de dispersão de modos de polarização em  $ps/\sqrt{km}$ . A compensação desse efeito pode ser feita na etapa de processamento digital de sinais, descrita na Seção 4.2.

3. **Dispersão modal:** ocorre para o caso de propagação com múltiplos modos, quando estes são transmitidos ao longo da fibra com diferentes velocidades de grupo. Dessa forma, os modos chegam ao receptor com tempos distintos, dificultando a identificação do sinal transmitido.

### 2.2.2 Atenuação

A fibra apresenta uma perda de potência inerente a sua estrutura e que pode decorrer da absorção de energia pelo próprio material, impurezas ou imperfeições na interface núcleo-casca, falhas, ranhuras ou a presença de sujeira entre conexões. O perfil de perdas é um parâmetro notável do sistema, visto que influencia na quantidade de potência recebida e que por sua vez relaciona-se com a correta identificação do sinal. Levando-se em conta a atenuação em uma fibra de comprimento  $L$  e com potência de lançamento  $P_{lançada}$ , a potência recebida  $P_{rec}$  é dada por [30]

$$P_{rec} = P_{lançada} e^{-\alpha L}, \quad (2.13)$$

em que  $\alpha$  é o coeficiente de atenuação da fibra em  $Np/m$ .

Essa equação pode ser reescrita se considerarmos a unidade de potência em dBm e o coeficiente de atenuação em dB/km. Assim, temos que:

$$P_{rec} = P_{lançada} - \alpha L. \quad (2.14)$$

### 2.2.3 Efeitos Ópticos Não-lineares

Não-linearidades ocorrem principalmente devido à presença de campos eletromagnéticos intensos ou características do material. Nestas circunstâncias, o índice de refração da sílica é caracterizado pela soma de duas parcelas, incluindo um termo não-linear, que depende da potência do sinal  $P$  e da área efetiva do núcleo  $A_{eff}$ , tal como definido na equação [30]:

$$n' = n_j + n_2 = n_j + \bar{n}_2(P/A_{eff}), \quad (2.15)$$

em que  $\bar{n}_2$  é o coeficiente não linear do índice de refração. Da mesma forma, também verifica-se que a constante de propagação da onda se torna dependente da potência, e pode ser escrita como

$$\beta' \equiv \beta + \gamma P, \quad (2.16)$$

em que  $\gamma = 2\pi\bar{n}_2/(A_{eff}\lambda)$  é o parâmetro não-linear. Como a fase óptica é função de  $\beta$ , a presença de  $\gamma$  provoca um deslocamento de fase definido como automodulação de fase (*self-phase modulation*-SPM) dado por

$$\phi_{NL} = \int_0^L (\beta' - \beta) dz = \int_0^L P(z) dz = \gamma P_{in} L_{eff}, \quad (2.17)$$

em que  $P(z) = P_{in}e^{-\alpha z}$ ,  $P_{in}$  a potência inicial e  $L_{eff}$  o comprimento efetivo de interação da fibra.

A variação de fase não-linear provoca espalhamento e alteração do formato do pulso, repercutindo sobre o aumento de banda do sinal e redução de eficiência espectral. Para o caso de sistemas multicanais, o deslocamento de fase não depende exclusivamente da potência do canal individual, sofrendo impacto das potências dos demais canais na fibra, e gerando a variação de fase [30]

$$\phi_j = \gamma L_{eff} \left( P_j + 2 \sum_{m \neq j} P_m \right), \quad (2.18)$$

na qual  $P_j$  é a potência do canal em análise e  $P_m$  são as potências de cada canal influente. Esse fenômeno é definido como modulação de fase cruzada (XPM) e observa-se que a potência nos canais vizinhos influencia com o dobro de potência no cálculo da variação de fase.

Ainda considerando sistemas multicanais, tem-se a mistura de quatro ondas que ocorre quando três sinais ópticos com frequências  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  e  $\omega_3$ , copropagados dentro da fibra, produzem uma quarta onda cuja frequência se relaciona com as demais de acordo

com a relação  $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$ . Esse efeito é consequência da susceptibilidade elétrica não-linear de terceira ordem  $\chi^3$  do material.

É importante salientar que as não-linearidades mencionadas partem do princípio de dependência do índice de refração em relação a potência lançada. Existe também uma segunda categoria de efeitos não-lineares que advém da interação da onda com as vibrações moleculares do material. Os principais dessa categoria são o espalhamento de Raman (*stimulated raman scattering*-SRS) e o espalhamento de Brillouin (*stimulated brillouin scattering* -SBS) estimulados. Ambos podem ser entendidos como a transferência de energia de uma onda de luz para outra. Em geral, esses efeitos são caracterizados por um coeficiente de ganho  $g$ , medido em m/W, e uma largura espectral  $\Delta f$  em que o ganho se apresenta. Para o caso do SBS,  $\Delta f$  varia entre 20 até 100 MHz na região de comprimento de onda em 1550 nm [32], dependendo da geometria da fibra. Sua propagação ocorre em direção oposta a da onda original, o que pode acarretar em uma quantidade significativa de energia retornando ao transmissor. A potência  $P_{sbs}$  necessária para manifestação proeminente do efeito na transmissão de sinais OOK é estimada em

$$P_{sbs} \approx \frac{21pA_{eff}}{g_B L_{eff}}, \quad (2.19)$$

em que  $g_B$  é coeficiente de ganho de Brillouin,  $A_{eff}$  é a area efetiva,  $L_{eff}$  é o comprimento efetivo da fibra e  $p$  se refere ao uso de uma ou duas polarizações. Assim, quando a potência ultrapassar o valor de gatilho, uma parcela de seu valor é refletida de volta para o transmissor.

O SRS ocorre para propagação multicanal, causando transferência de energia de um sinal com menor comprimento de onda para um com maior comprimento de onda. O SRS possui uma largura de banda muito superior ao do SBS, algo entre 20-30 THz [30], além da onda gerada se propagar nas duas direções. Sua presença pode ser prejudicial em sistemas WDM, porém suas características também são utilizadas na fabricação de amplificadores. Similarmente ao caso do SBS, a potência de gatilho para a manifestação do efeito de SRS pode ser estimada como

$$P_{srs} \approx \frac{16pA_{eff}}{g_R L_{eff}}, \quad (2.20)$$

em que  $g_R$  é coeficiente de ganho de Raman,  $A_{eff}$  é a area efetiva,  $L_{eff}$  é o comprimento efetivo da fibra e  $p$  se refere ao uso de uma ou duas polarizações.

### 3 Transmissores Ópticos

A principal função dos transmissores ópticos é converter o sinal elétrico modulante em sinal óptico e lançá-lo através da fibra. Sua arquitetura pode variar a depender da configuração (serial ou paralelo) e do formato de modulação escolhido [33]. Porém, em geral, sua estrutura é constituída de codificadores, moduladores, e uma fonte emissora de luz, conforme pode ser observado na Figura 4.

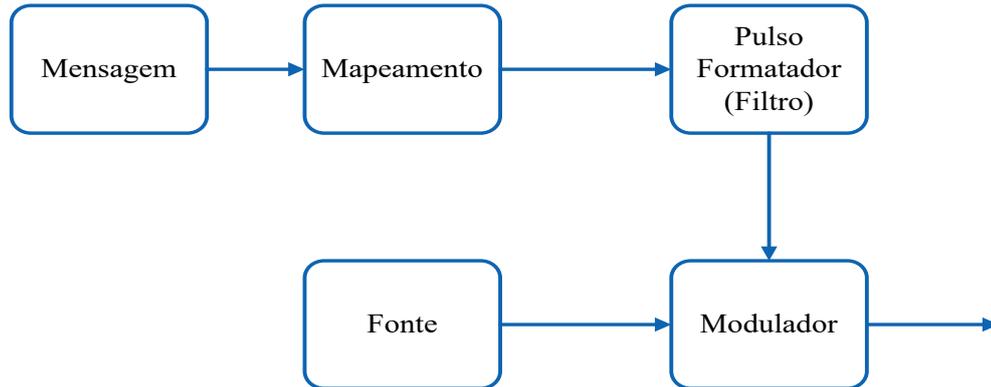


Figura 4 – Estrutura genérica de um transmissor.

Os bits da mensagem são separados em grupos de  $N$ , a depender do formato de modulação utilizado na transmissão. Cada grupo distinto representa um símbolo e é convertido em um sinal elétrico com determinada amplitude e com um formato específico, como um cosseno levantado ou pulso de Nyquist, por exemplo. Esse sinal elétrico multi-nível serve de acionamento para o modulador que age transladando-o para a frequência da portadora ou fonte de luz, no caso de um sistema óptico. Baseando-se no princípio de emissão de luz por materiais semicondutores, as fontes mais comuns utilizadas em enlaces de transmissão óptica são os diodos emissores de luz (*light emitting diodes-LED*) e os LASERs (*light amplification by stimulated emission of radiation*). A principal diferença entre estes é o modo de operação, pois enquanto o LED utiliza emissão espontânea, com fótons sendo emitidos de forma divergente, nos Lasers existe coerência da direção, polarização e fase dos fótons gerados. O sinal na saída do modulador possui a seguinte composição [34]:

$$s(t) = \Re\{m(t)p(t)\}, \quad (3.1)$$

no qual o sinal mensagem  $m(t)$  é descrito por:

$$m(t) = \sum A_K e^{j\phi_K} g(t - T_s), \quad (3.2)$$

em que  $A_K e^{j\phi_K}$  é o símbolo complexo,  $g(t)$  é o formato de pulso,  $T_s$  é o tempo de símbolo,

e o sinal da portadora por sua vez é definido como:

$$p(t) = \sqrt{P_S} e^{j\omega_S t + \phi_S} \mathbf{e}_S, \quad (3.3)$$

em que  $\sqrt{P_S}$  é a amplitude do campo elétrico,  $\frac{\omega_S}{2\pi}$  é a frequência da portadora,  $\phi_S$  é a fase inicial e  $\mathbf{e}_S$  é a polarização, considerando uma portadora ideal.

### 3.1 Lasers

Em termos estruturais, basicamente, lasers semicondutores são constituídos de duas junções levemente dopadas com excesso ou ausência de elétrons. Materiais semicondutores podem absorver energia luminosa, e esse comportamento pode provocar o deslocamento de elétrons entre bandas de energia. Dessa forma, quando um elétron salta para uma camada superior, verifica-se o fenômeno da absorção. No caso contrário, quando o elétron retorna a um nível de energia inferior, esse deslocamento se manifesta com a liberação de energia luminosa, caracterizando a emissão espontânea. Para provocar emissão estimulada, incide-se sobre o material um fóton de energia que conduz ao decaimento de elétrons para as bandas de energia inferiores, provocando a emissão de fótons em mesma direção, polarização e fase do fóton incidente. Mesmo sob essas condições, a emissão estimulada pode não ser o efeito dominante, e a taxa de emissão estimulada  $R_{est}$  apenas ultrapassa a de absorção  $R_{abs}$  quando a concentração de portadores na camada superior supera a da camada inferior, ou seja  $N_2 > N_1$ , um efeito conhecido como inversão de população e que é o requisito fundamental de operação dos lasers semicondutores. Na Figura 5, são apresentados alguns exemplos dos princípios descritos.

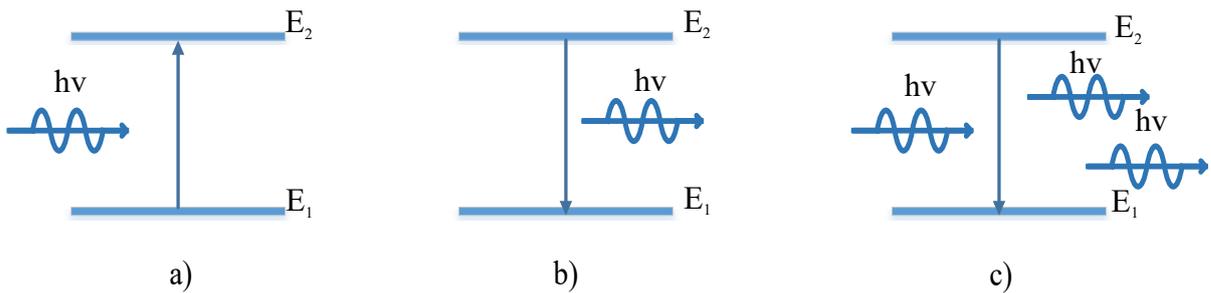


Figura 5 – Principais efeitos ocorrendo entre dois níveis de energia de um átomo (a) absorção (b) emissão espontânea (c) emissão estimulada.

Uma fonte ideal possui amplitude, fase e frequência constantes, porém, na prática, todos esses parâmetros sofrem variações devido a efeitos do ruído. Sendo assim, o campo elétrico normalizado gerado por um laser pode ser descrito como [33]

$$E_{CW}(t) = \sqrt{P_S + \delta P(t)} e^{j(\omega_S t + \phi_S + \phi_{ns}(t))} \mathbf{e}_s, \quad (3.4)$$

em que  $\varphi_S$  é a fase inicial,  $\mathbf{e}_s$  é a polarização,  $\delta P(t)$  é a variação de intensidade e  $\varphi_{ns}$  é a variação de fase.

Em se tratando desses dispositivos, as principais características a serem avaliadas são:

- Ganho: obtido na região ativa quando o dispositivo alcança a condição de inversão de população, ou seja, maior concentração de elétrons na camada de maior energia. Para um sinal propagando-se nessa região, o ganho óptico é caracterizado por  $e^{gz}$ , no qual  $g$  é o coeficiente de ganho. Seu valor de pico é definido por [30]

$$g_p(N) = \sigma_g(N - N_T), \quad (3.5)$$

em que  $N$  é densidade de portadores injetada,  $N_T$  é o valor de densidade de portadores que ao ser excedido provoca inversão de população e  $\sigma_g$  é o ganho diferencial.

- Eficiência quântica interna: definida como a relação entre a taxa de combinação radiotiva (recombinação que produz luz) e a recombinação total que inclui uma parcela não radioativa.

$$\eta_{int} = \frac{R_{rr}}{R_{rr} + R_{nr}} \quad (3.6)$$

- Corrente de gatilho: corrente que proporciona o ganho mínimo necessário a ativação do laser (ganho que compense as perdas internas). Sua função é definida por [30]

$$I_{th}(K) = I_0 e^{K/K_0}, \quad (3.7)$$

na qual  $I_0$  é a corrente inicial e  $K_0$  a temperatura característica.

- Potência de lançamento: potência lançada  $P_e$  pelo laser quando submetido a corrente de gatilho. A relação desses dois parâmetros recebe o nome de responsividade ( $R = P_e/I$ ) e sua caracterização é fortemente influenciada pela temperatura.
- Largura de Linha: largura espectral do laser.

## 3.2 Moduladores Ópticos

O modulador é o dispositivo responsável pela modificação das características físicas de uma onda portadora devido à presença de um sinal dito modulante, geralmente um sinal elétrico. Os principais moduladores utilizados em sistemas de comunicações ópticas são: modulador de fase (*phase modulator-PM*), modulador de amplitude (*amplitude*

*modulator-AM*) e modulador de fase e quadratura (*in-phase and quadrature modulator-IQM*).

### 3.2.1 Modulador de Fase

Fabricado como um circuito integrado, incorporando um guia de onda óptico em um substrato eletro-óptico como o niobato de lítio ( $LiNbO_3$ ), a estrutura de um modulador de fase pode ser visualizada na Figura 6.

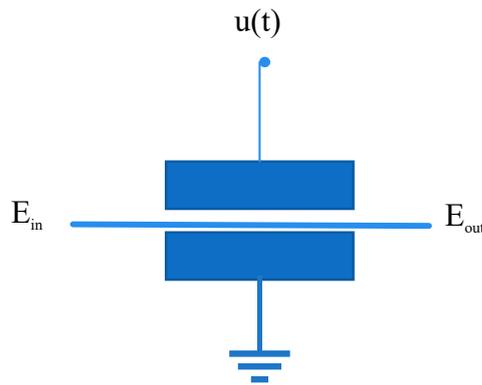


Figura 6 – Estrutura do modulador de fase.

Seu princípio de operação baseia-se no efeito *Pockels*, no qual o índice de refração do guia de onda pode ser alterado pela aplicação de uma tensão externa. A relação entre sinais de entrada e saída deste dispositivo é dada por [33]:

$$E_{out}(t) = E_{in} e^{j \frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi}, \quad (3.8)$$

em que  $E_{in}$  é o campo elétrico de entrada,  $E_{out}$  o campo elétrico de saída,  $u(t)$  é o sinal elétrico modulante aplicado aos eletrodos e  $V_{\pi}$  é a tensão que provoca um deslocamento de fase de  $\pi$  no sinal de entrada.

### 3.2.2 Modulador de Amplitude

No que se refere a enlaces ópticos, o modulador Mach-Zehnder e o de eletro-absorção (*electro-absorption-EA*) são os dispositivos comumente utilizados na modulação de amplitude. O modulador EA baseia-se na alteração do coeficiente de absorção do material utilizado no dispositivo por meio da aplicação de uma tensão externa, um processo conhecido como efeito *Franz-Keldysh*. Em condições normais, o material possui uma diferença entre níveis de energia (*bandgap*) superior à energia do fóton incidente, permitindo que a luz se propague através do meio, de forma que pela aplicação de uma tensão externa, encolhe-se essa diferença, fazendo com que os fótons incidentes sejam absorvidos.

Por sua vez, o modulador Mach-Zehnder parte da combinação entre os sinais gerados por dois moduladores de fase em paralelo tal como ilustrado na Figura 7.

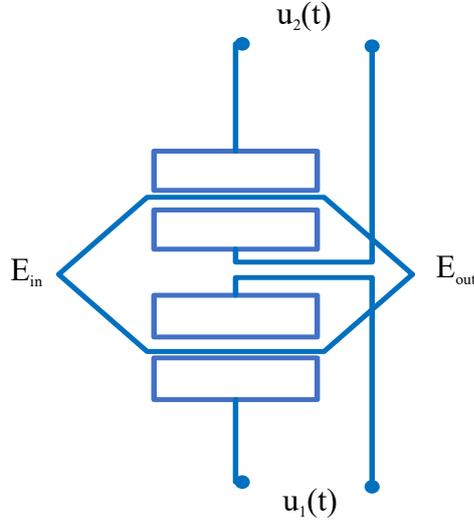


Figura 7 – Estrutura do modulador Mach Zehnder.

Nesse modelo, o sinal do laser é dividido em cada um dos braços do dispositivo, sendo essas parcelas moduladas em fase em cada PM, de forma que a combinação dos sinais gerados em cada segmento permite um processo de interferência construtivo ou destrutivo. O campo elétrico de saída é definido por: [35]

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}}{2} \frac{1}{\sqrt{a_I}} \left( e^{j \frac{u_1(t)}{V_\pi} \pi} + \gamma_n e^{j \frac{u_2(t)}{V_\pi} \pi} \right), \quad (3.9)$$

em que  $a_I$  representa a perda de inserção,  $\gamma_n$  é um fator de escala entre 0 e 1 e determina a razão de divisão/combinção de potência entre os braços do MZM, e  $u_1(t)$  e  $u_2(t)$  são as tensões aplicadas que são caracterizadas pela soma do sinal modulante com a tensão de polarização do dispositivo

$$u_N(t) = u_{mod}(t) + u_{bias}. \quad (3.10)$$

Uma grandeza importante relativa à amplitude dos sinais modulantes é o índice de modulação (*modulation index-MI*), responsável por mensurar a excursão do sinal modulante e definido como [36]:

$$MI = \frac{u_{rms}}{V_\pi} \pi. \quad (3.11)$$

Outro parâmetro a ser considerado é a razão de extinção (*extinction ratio - ER*), definida como a relação entre a máxima e a mínima potências ópticas lançadas pelo dispositivo [37]. Quando a potência não é igualmente dividida ou combinada nos segmentos do MZM, a ER é finita, o que significa que sinais com diferentes amplitudes

são combinados na saída, repercutindo em erro de fase e *chirp*, variação da frequência instantânea da portadora. Este parâmetro se relaciona com o fator de distribuição de potência da seguinte forma:

$$\gamma_n = \frac{\sqrt{ER} - 1}{\sqrt{ER} + 1}. \quad (3.12)$$

Para evitar efeitos de *chirp*, pode-se aplicar em um braço do MZM a cópia invertida do sinal aplicado ao outro braço [35], um modo de operação intitulado *push-pull*. Sob esta condição, a equação geral do dispositivo Eq. 3.9, desconsiderando as perdas, se simplifica em:

$$E_{out}(t) = E_{in} \cos\left(\frac{u(t)\pi}{V_\pi}\right). \quad (3.13)$$

De 3.13, a função de transferência de potência do MZM fica:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u(t)\pi}{V_\pi}\right). \quad (3.14)$$

Nas Figuras 8 e 9, observam-se dois pontos de operação do dispositivo: em quadratura e em mínima transmitância, indicados pelos pontos em verde. No primeiro caso (Figura 8), a modulação de intensidade é resultado do acionamento com tensão de polarização  $u_{bias} = -\frac{V_\pi}{2}$  e tensão de pico-a-pico do sinal de acionamento em  $V_\pi$ . No ponto de mínima transmitância da Figura 9, a tensão de polarização é igual a  $-V_\pi$  e a excursão do sinal de acionamento ocorre com tensão de pico-a-pico de  $2V_\pi$ . Nesse último cenário, um deslocamento de fase igual a  $\pi$  ocorre quando se ultrapassa esse ponto, viabilizando modulação de fase binária ou modulação do campo em cada segmento que compõe o modulador de fase e quadratura detalhado na próxima seção.

### 3.2.3 Modulador em Fase e Quadratura

A estrutura convencional de um modulador IQ baseia-se no arranjo de um conjunto de moduladores Mach-Zehnder e um modulador de fase dispostos como na Figura 10. A presença do modulador de fase desloca os sinais gerados em cada MZM do IQM em  $\pi/2$ , criando a constelação projetada nos eixos real e imaginário do plano complexo.

Quando desconsiderada a perda de inserção, a função de transferência do IQM pode ser expressa por:

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u_I(t)\pi}{2V_\pi}\right) + j\frac{1}{2} \cos\left(\frac{u_Q(t)\pi}{2V_\pi}\right). \quad (3.15)$$

Na Figura 11, pode-se observar a geração de um sinal QPSK utilizando um modulador IQM. Os sinais  $u_I(t)$  e  $u_Q(t)$  acionam cada MZM no dispositivo ajustados no

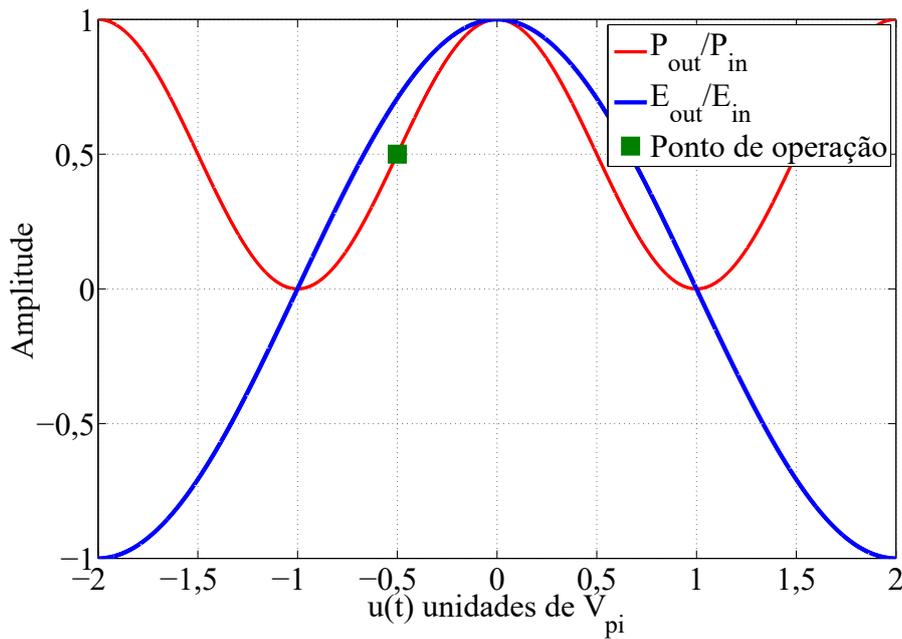


Figura 8 – Operação no ponto de quadratura.

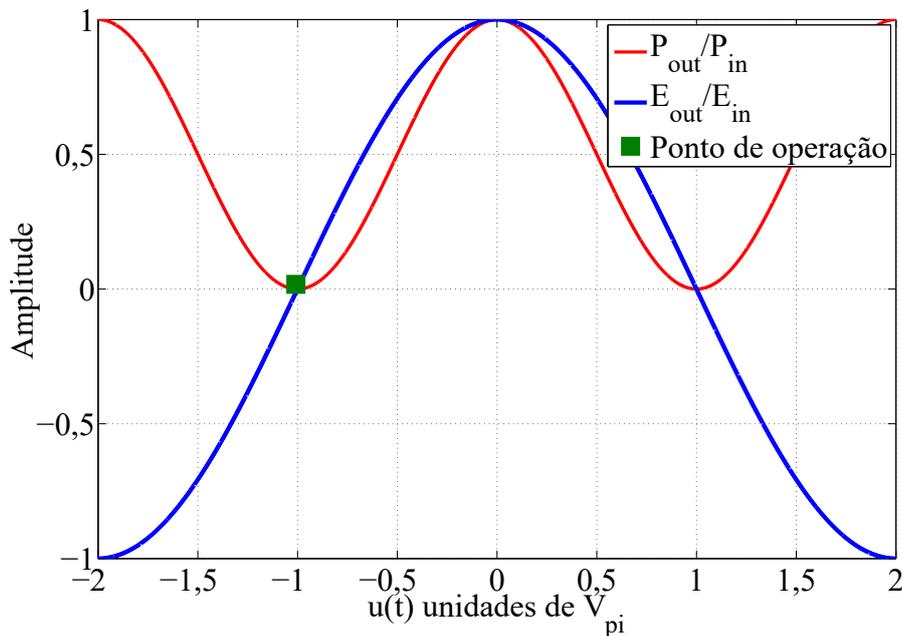


Figura 9 – Operação no ponto de mínima transmitância.

ponto de operação (*OP*) de mínima transmitância e tensão de pico-a-pico de  $2V_{\pi}$ . Sinais BPSK são gerados em cada MZM com amplitude de saída indicada pelos pontos  $S_1$  e  $S_2$ , e esses são combinados com deslocamento de fase de  $\pi/2$ , de forma a gerar a constelação da Figura 11c.

Quando utilizado em um sistema de transmissão convencional e acionado por sinais binários, a operação no ponto mínimo de transmissão, com tensão de pico-a-pico

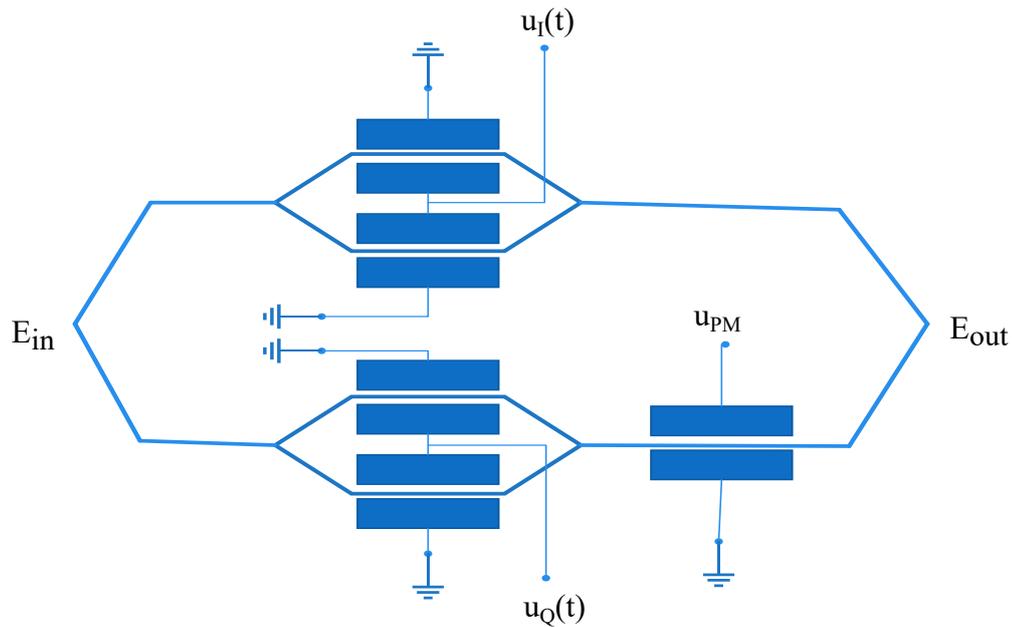


Figura 10 – Estrutura do modulador IQ.

em  $2V_\pi$ , se faz preferível pois o efeito alternativo entre positivo e negativo traz a distinção dos símbolos para um sinal OOK (*on-off keying*), por exemplo. Porém, devido a sua resposta senoidal (Figura 8), o acionamento com sinais elétricos multiníveis na geração de formatos de modulação M-QAM se torna desafiador, conforme ilustrado nas Figuras 12, 13 e 14 em que evidencia-se a influência da curva de transferência do dispositivo no projeto de constelações 16 QAM. Ao aumentar-se o fator de escalonamento tal como na Figura 12, a modulação tende a região não linear da curva, o que implica em uma constelação distorcida com um espaçamento irregular entre os símbolos e conseqüentemente efeitos de ISI. A solução mais óbvia é operar com baixo fator de escalonamento e estabelecer o sinal apenas na região linear conforme demonstrado na Figura 13, como acontece para formatos de ordem inferiores, porém isso torna o sinal mais suscetível ao efeito do ruído acumulado. A não-linearidade pode ser minimizada por um sistema de pré-ênfase [36], que consiste na aplicação de um algoritmo com a função inversa a do modulador Mach-Zehnder, de forma a garantir um comportamento linear, algo que tende a reduzir a resolução da DAC [38] conforme exemplificado na Figura 14. Além disso, a dificuldade de operação e disponibilidade de DACs de alta capacidade limitam a taxa de símbolo de sinais M-QAM com acionamento por sinais elétricos multiníveis. Neste sentido, esses dispositivos apresentam um valor ótimo de MI que define duas regiões distintas: uma altamente afetada pelo ruído devido a baixa amplitude do sinal, e outra cujo desempenho é comprometido pelos efeitos distorcivos. Faz-se necessário utilizar um sistema de controle para encontrar o melhor ponto de polarização do modulador.

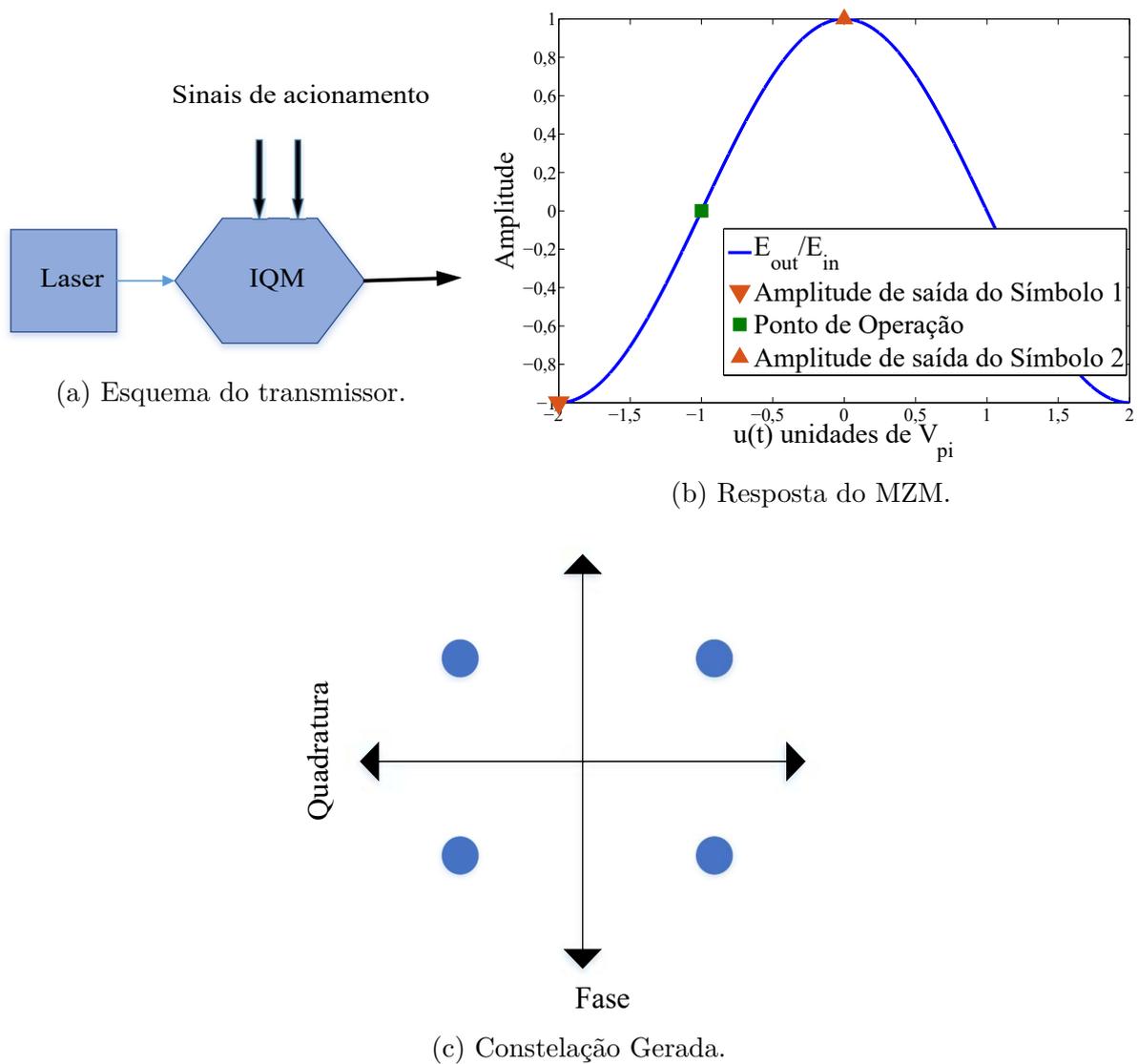


Figura 11 – Geração do sinal QPSK.

### 3.3 Modulação Óptica Multinível

Sinais M-QAM podem ser gerados por síntese óptica, em geral, pelo acoplamento de formatos mais simples como BPSK, 4-ASK ou QPSK [39], [40], [41], [42]. O projeto de constelações parte da alteração do transmissor, seja pela interferência óptica [43], [44] ou o alinhamento em série de moduladores acionados por sinais binários [45], de forma que sinais BPSK ou QPSK são utilizados como blocos básicos desse modelo, e os símbolos são gerados por um processo somatório de todos os pontos. A estrutura básica dessa arquitetura de transmissor baseia-se em uma fonte portadora contínua (CW), o modulador por síntese óptica e a fonte de sinais binários.

Partindo-se dessa premissa, a potência da portadora é dividida entre  $n$  ramificações por meio de um divisor de potência de  $1 \times n$  sendo cada trecho modulado indivi-

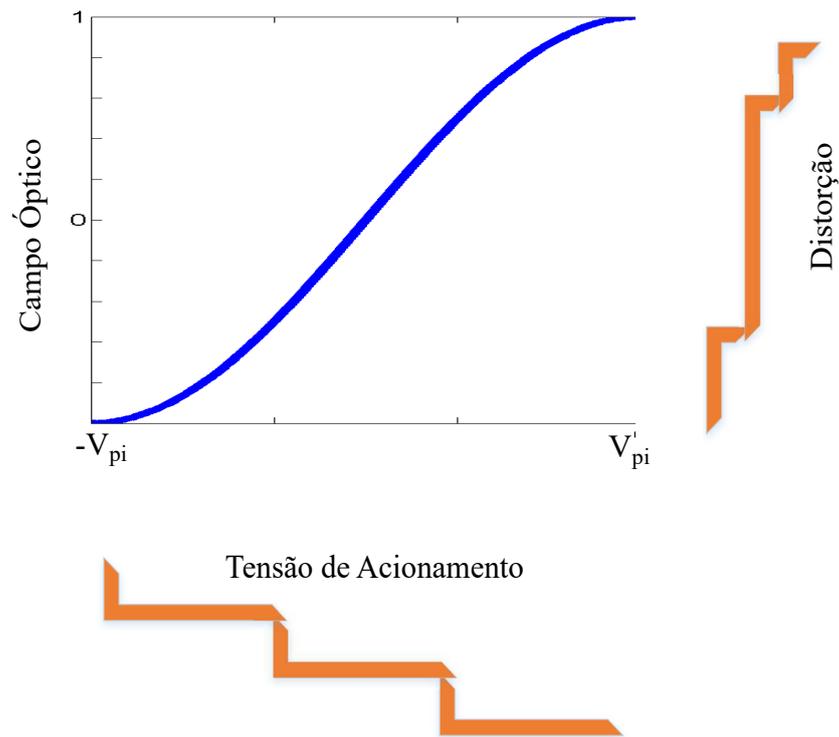


Figura 12 – Resposta do MZM: utilização de toda curva.

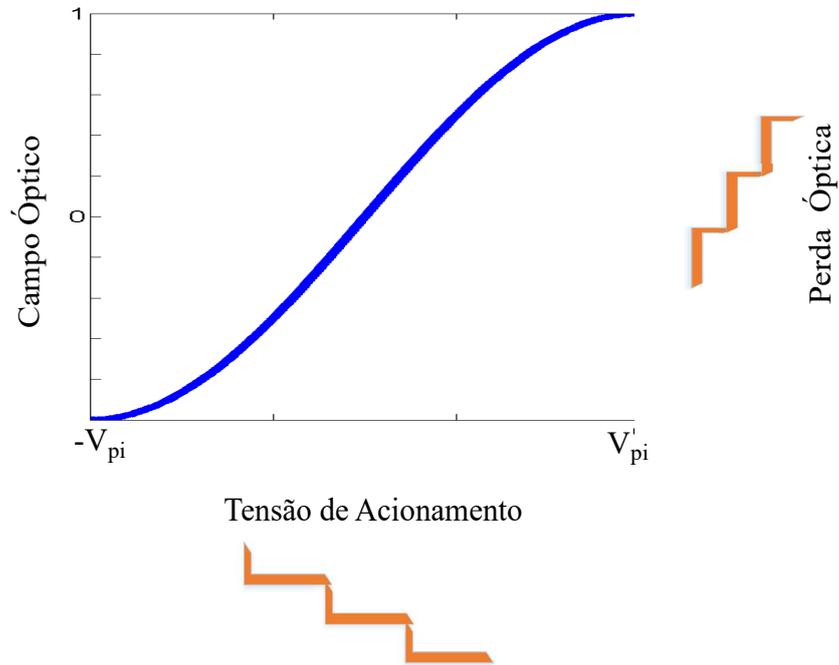


Figura 13 – Resposta do MZM: redução da tensão de acionamento.

dualmente por sinais binários que acionam MZMs. Para evitar ISI e realizar o ajuste do formato da constelação, controladores de amplitude e fase podem ser inseridos antes da combinação dos sinais em um acoplador  $n \times 1$  na saída do dispositivo. Dessa forma, uma

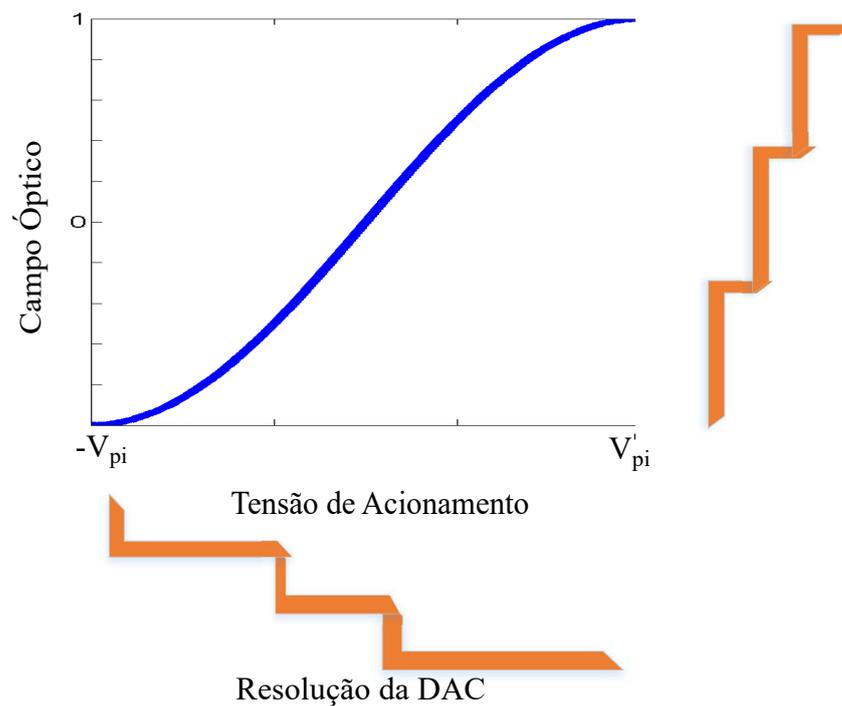


Figura 14 – Resposta do MZM: utilização da função de pré-distorção.

constelação de ordem  $2^n$  é sintetizada pela superposição de  $n$  grupos de sinais BPSK.

As principais vantagens desta técnica são: (i) a mitigação de interferência intersimbólica, conduzindo ao aumento da sensibilidade no receptor e a prevenção de distorções, (ii) flexibilidade no escalonamento dos símbolos na curva do modulador e (iii) ajuste da razão de extinção do dispositivo pela alteração das amplitudes e fases de interferência [46]. Adicionalmente, estas arquiteturas de modulador possuem aplicação em redes flexíveis, podendo ser projetados de forma configurável no que se refere ao formato de modulação ótimo para o enlace de transmissão [47], [48].

Existem diversas arquiteturas de modulação óptica múltipla, conforme elencado na seção 1.1, porém, para efeito deste trabalho e da geração de sinais 16 e 64 QAM, optou-se pelos modelos das Figuras 15 e 17, e que são detalhados a seguir.

### 3.3.1 Modulador Óptico Multinível para 16 QAM

A arquitetura para geração de um sinal 16 QAM utilizando a técnica de síntese óptica é apresentada na Figura 15. O sinal do laser é dividido igualmente entre as duas polarizações, sendo este sinal repartido entre dois IQM em proporções de potência de 0,33:0,66. Escolheu-se essa distribuição para obter o maior aproveitamento do sinal e máxima potência de lançamento, visto que a razão de 0,5:0,25, que também conduz a simetria da constelação, acaba por não aproveitar toda a potência disponível. Os IQMS

são acionados por sinais binários e geram em suas saídas dois sinais QPSKs que são combinados. Dados os diferentes raios de cada constelação QPSK, o acoplamento provoca a geração de um sinal 16 QAM em duas polarizações.

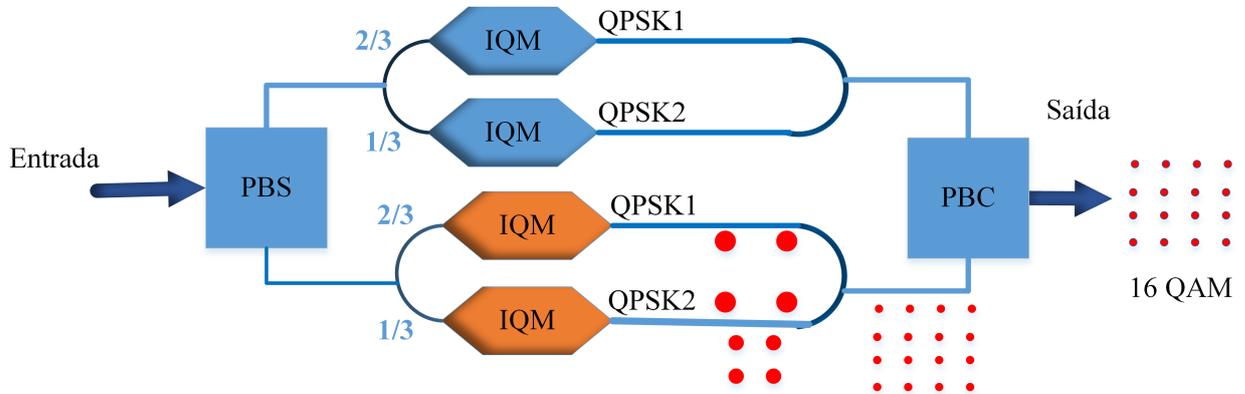


Figura 15 – Estrutura do modulador óptico multinível 16 QAM.

O princípio de operação da modulação multinível na geração de um sinal 16 QAM é ilustrado na Figura 16. Dois sinais QPSK são gerados com diferentes raios e acoplados. A constelação QPSK2 mapeia a constelação QPSK1 para os outros quadrantes a partir de um processo de translação em torno do centro de cada símbolo no plano complexo. O sinal acompanha toda codificação existente nos sinais base, como por exemplo, codificação diferencial de fase utilizada no receptor para evitar escorregamento de fase em uma transmissão coerente. Verifica-se que os bits mais significativos  $I_2Q_2$  (*most significant bits -MSB*) de cada símbolo são determinados pelo TX2, pois é este o responsável pela determinação do quadrante em que os símbolos estão no plano complexo. Os bits menos significativos  $I_1Q_1$  (*less significant bits -LSB*) são determinados pelo TX1, cujos símbolos se localizam em torno daqueles gerados pelo TX2.

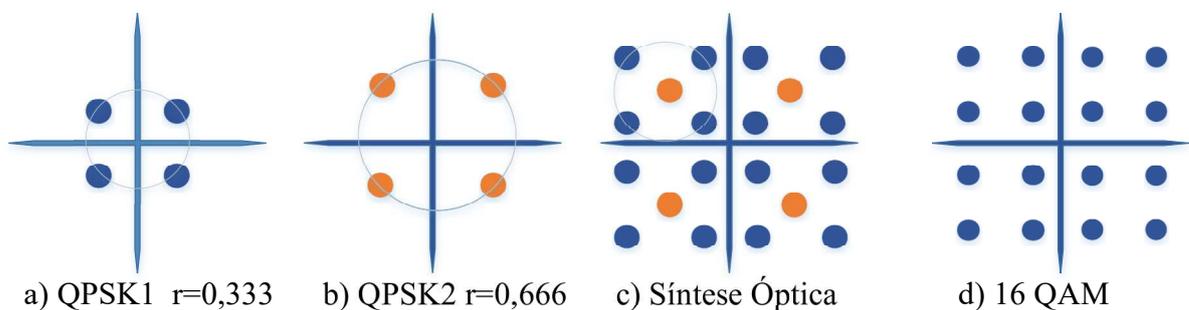


Figura 16 – Princípio de operação do modulador óptico multinível 16 QAM.

Observa-se a importância de se estabelecer a correta distribuição de potência, pois isso assegura a simetria da constelação e conseqüentemente a correta identificação dos símbolos no receptor. O desbalanceamento desse parâmetro acarreta em constelações assimétricas, o que compromete a aplicação do dispositivo [25].

### 3.3.2 Modulador Óptico Multinível para 64 QAM

A síntese de uma constelação 64-QAM no domínio óptico pode ser obtida pela utilização do modulador da Figura 17. Composto por uma sequência de circuitos de geração de sinais QPSK em paralelo, a estrutura parte da distribuição assimétrica da potência do *laser* para produzir uma constelação M-QAM simétrica. Os circuitos QPSK são gerados por moduladores Mach-Zehnder no modo de operação *push-pull*. Para gerar o 16 QAM, um divisor de potência óptico (*optical power divider-OPD*) ou *splitter* de 1x2, tem suas saídas conectadas às entradas de dois moduladores IQ. Um acoplador de 2x1 permite a junção óptica dos sinais, resultando nos 16 símbolos do formato de modulação. A constelação 64 QAM é gerada pela expansão desse sinal em quatro outros quadrantes pela adição com um terceiro sinal QPSK de maior raio que os demais. Utiliza-se uma razão de distribuição da potência do laser de 0,5:0,33:0,16 para cada IQM. Como os OPDs e acopladores possuem razões idênticas, considera-se uma baixa perda intrínseca excedente devido à composição do sinal, na ordem de 0,2 dB por componente. Nesta arquitetura, o TX3 (maior raio dos símbolos QPSK) é responsável pelo mapeamento dos MSB  $I_3Q_3$  e os demais módulos pelos LSB  $I_2Q_2I_1Q_1$ .

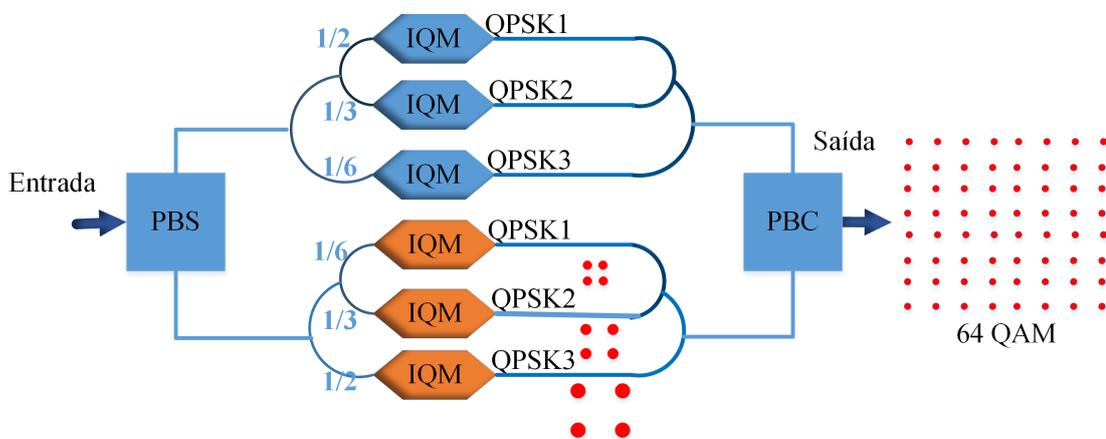


Figura 17 – Estrutura do modulador óptico multinível 64 QAM.

Apesar do aumento de complexidade, o modulador óptico multinível estabelece um desempenho comparável à geração convencional [17], e permite a utilização de uma faixa flexível do índice de modulação, combatendo a distorção de constelação no caso da geração de formatos avançados de modulação como 16 e 64 QAM. A necessidade de sinais eletrônicos multiníveis é eliminada e apenas sinais binários são utilizados no acionamento do dispositivo. Do ponto de vista do transmissor, apenas sinais de baixa ordem de modulação são gerados. Entre as alternativas na integração dos moduladores, PLCs são considerados em [43] por oferecerem baixas perdas de inserção, alta transparência e flexibilidade configuracional [49] em comparação ao  $LiNbO_3$  utilizado em moduladores

convencionais, porém implicam em lentos tempos de resposta [18]. A escalabilidade de sua estrutura viabiliza o aumento no nível de integração, apenas aumentando o nível de moduladores de fase e alterando o projeto do PLC.

O aumento da complexidade no equipamento óptico, devido ao maior número de moduladores e integração dos dispositivos, é compensado pela simplificação da parte elétrica, pois não se faz necessário o uso de DACs de alta capacidade. Neste cenário, a taxa de símbolo de operação não encontra restrições proibitivas em termos da largura de banda dos dispositivos eletrônicos e linearidade dos amplificadores de acionamento [50]. Adicionalmente, evita-se a utilização de pré-equalização para compensar não-linearidades no modulador.

A síntese óptica encontra aplicações em sistemas flexíveis, pois pela combinação com atenuadores ópticos variáveis (*variable optical attenuator*- VOAs) torna-se possível a seleção de formatos de modulação de ordem inferior [51]. Por exemplo, deixando inativo um dos braços na estrutura da Figura 17, obtemos um 16 QAM. O mesmo pode ser feito caso se deseje um QPSK.

## 4 Receptores Coerentes

No outro extremo do sistema de transmissão estão os receptores, responsáveis por converter o sinal de banda passante para banda base. No caso de um sistema de comunicações ópticas, estes podem ser de dois tipos: detecção direta ou detecção coerente.

Os receptores com detecção direta utilizam geralmente dispositivos semicondutores que possuem a propriedade de converter intensidade luminosa em corrente (fotodetectores). Em termos estruturais, são constituídos de junções p-n ou p-i-n tal como nos lasers semicondutores, podendo ter sua eficiência melhorada pela utilização de cavidades refletoras (*Fabry-Perot*) ou um guia de onda.

A segunda alternativa em termos de recepção é o uso de detecção coerente, caracterizada pela presença de um oscilador local em um estágio anterior ao dos fotodetectores. Diferentemente dos modelos com detecção direta, essa possibilidade permite modulação não apenas em amplitude, mas também em fase e frequência, e com isso obtém-se um aumento da sensibilidade do dispositivo, além de um uso mais eficiente da largura de banda da fibra. Adicionalmente, algoritmos de processamento digital de sinais são aplicados com a função de compensar efeitos de camada física, conforme exemplificado na Figura 18.

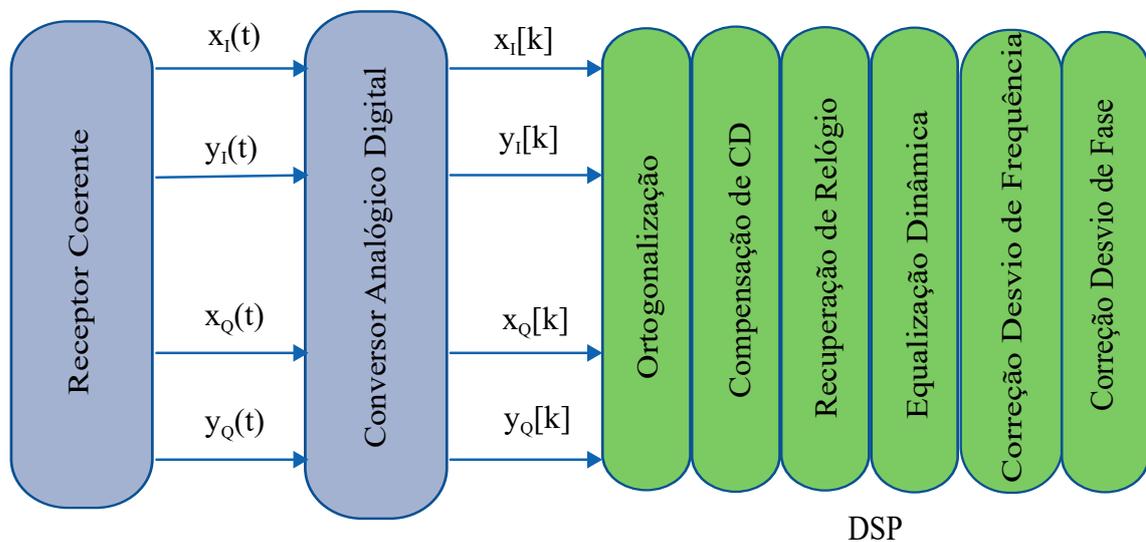


Figura 18 – Estrutura do receptor coerente com blocos de processamento digital de sinais.

Dependendo da configuração, sistemas coerentes podem ser classificados da seguinte maneira:

- **Detecção homódina:** utiliza frequências idênticas na portadora e no oscilador local, porém apresentam como desafio principal sua sincronização, pois requerem um controle rigoroso de fases. Várias técnicas são propostas para lidar com este

problema, entre as principais encontradas na literatura estão: transmissão supervisionada (envio de uma sequência de dados de preâmbulo com informações de sincronização), decisão não supervisionada e sistema corretivo em malha fechada.

- **Detecção heteródina:** a informação do sinal óptico é transferida para uma portadora elétrica com frequência intermediária, dada pela diferença entre as frequências do laser e do oscilador local. Em comparação com a detecção homódina, este caso apresenta SNR inferior, porém traz como vantagem a simplicidade de implementação.

#### 4.1 Fundamentos de Detecção Coerente

O esquema básico de detecção coerente está representado na Figura 19. O sinal recebido é acoplado ao gerado pelo oscilador local, em geral por um acoplador de 3 dB, e depois recombinado para produzir a fotocorrente que será utilizada na identificação do sinal mensagem. Ao empregar esse princípio, todas as informações de fase, amplitude e frequência são transferidas do domínio óptico para o elétrico.

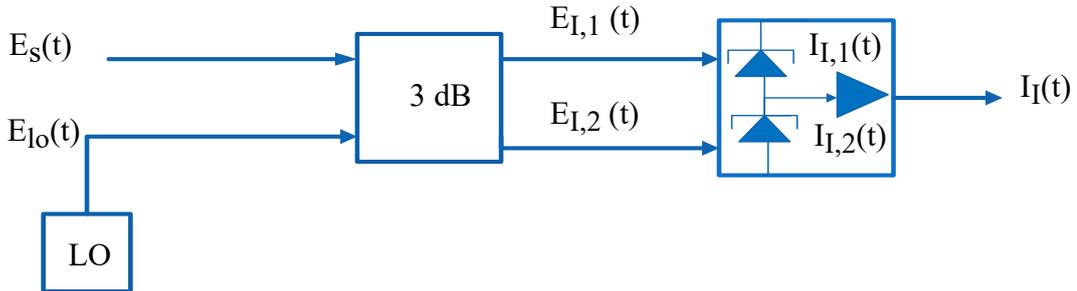


Figura 19 – Princípio de detecção coerente.

Matematicamente, os campos na entrada do acoplador, ou seja, do sinal recebido e do oscilador local, são definidos pelas equações [33]:

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \phi_s)} a(t) e^{j\phi(t)} e^{j\phi_{\eta_s}(t)} \mathbf{e}_s, \quad (4.1)$$

$$E_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} e^{j(\omega_{lo} t + \phi_{lo})} e^{j\phi_{\eta_{lo}}(t)} \mathbf{e}_{lo}, \quad (4.2)$$

nas quais  $P_s$  e  $P_{lo}$  são as potências da portadora e do oscilador local,  $\omega_s$  e  $\omega_{lo}$  são as frequências angulares,  $\phi_s$  e  $\phi_{lo}$  são as fases iniciais,  $\phi_{\eta_s}(t)$  e  $\phi_{\eta_{lo}}(t)$  são os ruídos de fase dos lasers,  $\mathbf{e}_s$  e  $\mathbf{e}_{lo}$  são os vetores de polarização do sinal recebido e do gerado no oscilador local,  $a(t)$  e  $\phi(t)$  são a amplitude e fase do sinal em banda base.

A combinação dos sinais  $E_s(t)$  e  $E_{lo}(t)$  por meio de um acoplador de 3 dB gera como resultado dois campos elétricos de saída  $E_{I1}(t)$  e  $E_{I2}(t)$  que por sua vez são enviados para um fotodetector. As correntes de saída são dadas como:

$$I_{I1}(t) = \frac{1}{2}RP_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{lo} + i_{sh1} + R\sqrt{P_sP_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega + \phi_\eta(t) + \phi_0 + \phi(t)], \quad (4.3)$$

$$I_{I2}(t) = \frac{1}{2}RP_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{lo} + i_{sh2} - R\sqrt{P_sP_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega + \phi_\eta(t) + \phi_0 + \phi(t)], \quad (4.4)$$

em que  $i_{sh1}$  e  $i_{sh2}$  são as correntes de ruído balístico dos dois fotodiodos,  $\Delta\omega = \omega_s - \omega_{lo}$  é o deslocamento de frequência,  $\phi_\eta(t) = \phi_{\eta s}(t) - \phi_{\eta lo}(t)$ ,  $\phi_0 = \phi_s - \phi_{lo}$  e  $R$  é a responsividade dos fotodetectores.

A corrente resultante é obtida pela subtração das correntes  $I_{I1}(t)$  e  $I_{I2}(t)$ , de forma a retirar as componentes DC e viabilizar a extração de informação de amplitude, frequência e fase. A equação geral obtida é dada por:

$$I_I(t) = 2R\sqrt{P_sP_{lo}}a(t)\mathbf{e}_s\mathbf{e}_{lo}\sin[\Delta\omega t + \phi_\eta(t) + \phi_0 + \phi(t)] + i_{sh1} - i_{sh2}. \quad (4.5)$$

No caso da detecção de componentes em fase e quadratura, a organização da Figura 19 pode ser reajustada conforme apresentado na Figura 20. O sinal recebido e o do oscilador local são superpostos utilizando um dispositivo híbrido de 90° do tipo 2 × 4, responsável pelo batimento dos campos elétricos e encaminhamento dos sinais para os dois pares de fotodetectores em sequência.

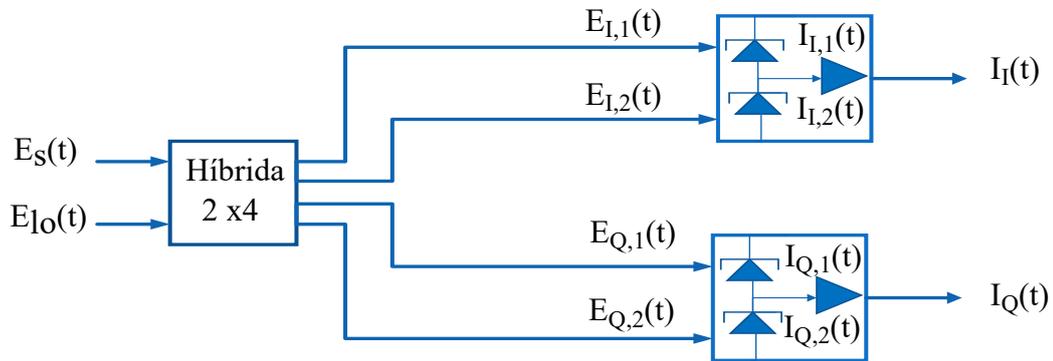


Figura 20 – Configuração do receptor coerente (RxN) em fase e quadratura.

Neste caso, as duas correntes geradas são definidas como funções ortogonais:

$$I_I(t) = R\sqrt{P_sP_{lo}}a(t)\mathbf{e}_s\mathbf{e}_{lo}\cos[\Delta\omega t + \phi_\eta(t) + \phi_0 + \phi(t)] + i_{shI}, \quad (4.6)$$

$$I_Q(t) = R\sqrt{P_s P_{lo}} a(t) \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \sin[\Delta\omega t + \phi_\eta(t) + \phi_0 + \phi(t)] + i_{shQ}, \quad (4.7)$$

nas quais  $i_{shI}$  e  $i_{shQ}$  são as correntes de ruído balístico de cada componente.

As fotocorrentes geradas possuem dependência da polarização dos sinais recebido e gerado pelo oscilador local, de forma a atingir seus máximos valores quando ambos os sinais estão alinhados. Para o caso da transmissão em duas polarizações, o receptor da Figura 20 é reconfigurado de acordo com a Figura 21, e divisores de polarização (*polarization beam splitters - PBS*) são adicionados com o objetivo de separar as componentes X e Y dos sinais recebido e gerado pelo oscilador local. Sendo assim, cada componente é levada a uma híbrida específica e enviada para detecção das correntes de fase e quadratura de cada polarização.

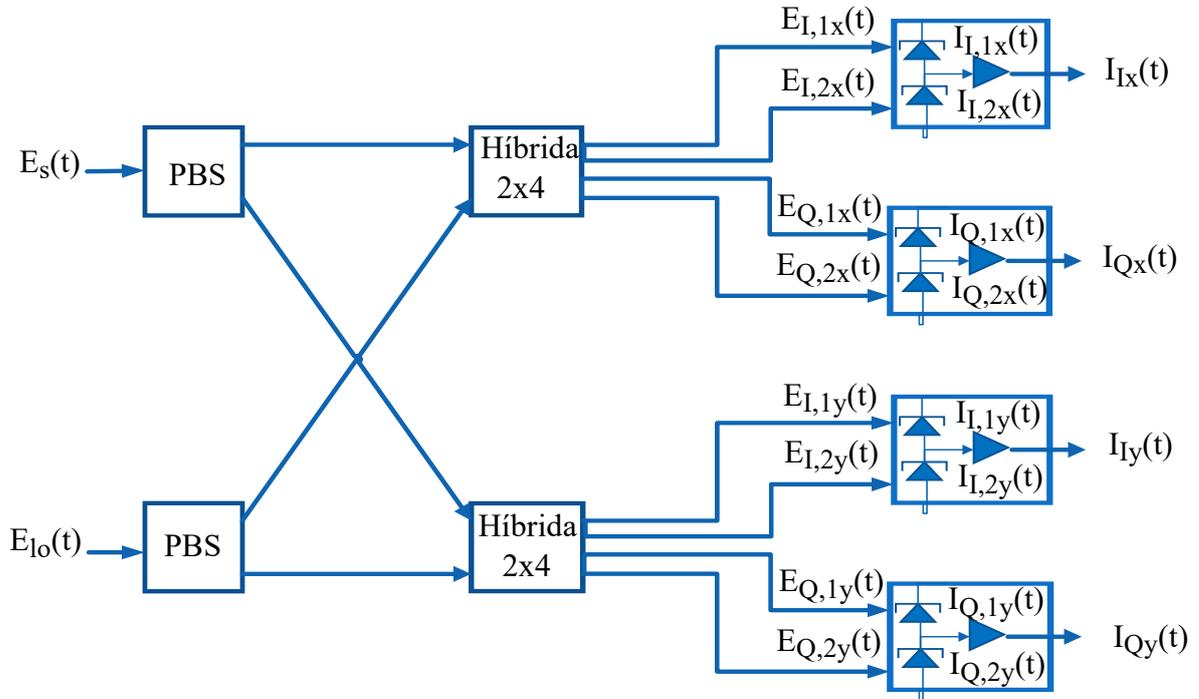


Figura 21 – Configuração do receptor coerente (RXn) com diversidade de polarização DP-IQ.

## 4.2 Processamento Digital de Sinais (DSP)

A transmissão na fibra óptica sofre degradação devido às características inerentes ao canal e à configuração do enlace. Após a passagem pelo esquema de recepção coerente com diversidade de polarização, os sinais elétricos em banda base em cada polarização são enviados para ADCs, responsáveis por convertê-los do domínio analógico para o digital. Dessa forma, a etapa de DSP assume o papel de minimizar efeitos da camada

física, corrigindo erros de sincronismo e compensando distorções. Na sequência, as etapas de DSP utilizadas neste trabalho são detalhadas.

### 4.2.1 Ortogonalização e Alinhamento

Durante a transmissão, as componentes de fase e quadratura podem se desalinhar, principalmente devido a características não ideais dos dispositivos como acopladores, divisores de potência e distorções na híbrida. Diferenças de potência e perda de ortogonalidade degradam a constelação, além de comprometer o desempenho da transmissão. O algoritmo de Gram-Schmidt é o principal utilizado na correção desse efeito, permitindo que o conjunto de sinais não-ortogonais se transforme em um conjunto ortonormal [52]. Considerando  $I_I(t)$  e  $I_Q(t)$  as componentes não-ortogonais, o procedimento para geração dos sinais ortogonais  $I'_I(t)$  e  $I'_Q(t)$  é o seguinte:

$$I'_I(t) = \frac{I_I(t)}{\sqrt{P_I}}, \quad (4.8)$$

$$I'_Q(t) = \frac{I_Q(t) - \rho_{cor} \frac{I_I(t)}{P_I}}{\sqrt{P_Q}}, \quad (4.9)$$

em que  $\rho_{cor}$  é o coeficiente de correlação dos sinais não-ortogonais e  $P_I$  e  $P_Q$  são as potências médias de cada componente.

### 4.2.2 Compensação de Dispersão Cromática

Para compensar CD, podem-se utilizar fibras de compensação com parâmetro de dispersão negativo e em mesmo valor do encontrado na fibra de transmissão, de forma a ocorrer uma anulação do efeito. Outra alternativa é o uso de equalizadores digitais estáticos com coeficientes calculados correspondentes à função de transferência inversa da dispersão cromática.

A CD em um pulso  $\mathbf{A}(z, t) = [A_x(z, t), A_y(z, t)]^T$ , desconsiderando-se as não-linearidades, tem seu efeito calculado por [53]:

$$\mathbf{A}(z = 0, t) = \exp\left(-\widehat{D}L_{Total}\right) \mathbf{A}(z = L_{Total}, t), \quad (4.10)$$

em que  $\widehat{D} = j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}$  é o parâmetro de dispersão,  $L_{Total}$  é a distância percorrida, e  $\beta_2$  é o atraso de dispersão de grupo. Considerando a resposta ao impulso da fibra, tem-se que o

sinal amostrado a cada  $T_{ADC}$  segundos pode ser recuperado aplicando o filtro de resposta ao impulso com os coeficientes dados por [54]:

$$h_{cd}[k] = \frac{1}{\sqrt{\rho}} \exp\left(-j\frac{\pi}{\rho} \left[k - \frac{N-1}{2}\right]^2\right), \quad (4.11)$$

sendo  $k \in [0, N-1]$ ,  $N$  é o número de *taps* do filtro dado por  $N = \lfloor |\rho| \rfloor$  em que  $\rho = 2\pi\beta_2 L_{Total}/T_{ADC}^2$ . Dessa forma, a compensação da CD é realizada pela convolução do sinal recebido com o filtro FIR da equação 4.11.

### 4.2.3 Recuperação de Relógio

A presença da etapa de recuperação de relógio permite a sincronia do tempo de símbolo com o de amostragem e compensa erros de temporização do sinal recebido. Diversos efeitos do canal tendem a introduzir desvios de tempo, e como várias funções do DSP requerem a operação em determinados intervalos, a presença deste estágio evita o incorreto processamento do sinal. Entre os algoritmos propostos na correção temporal, o principal é o de Gardner [55], e a recuperação de relógio pode ocorrer com ou sem supervisão. O algoritmo de forma não supervisionada tende a maximizar o módulo quadrático do sinal recebido interpolado  $y[k] = y(m_k, \mu_k)$ , de forma que a função de erro é equacionada como [54]:

$$e(m_k) = \frac{d|y(m_k, \mu_k)|^2}{dt}, \quad (4.12)$$

em que  $\mu_k$  é o atraso diferencial e  $m_k$  é a valor de referência da interpolação.

Dessa forma, o problema é dividido em duas etapas, sendo uma de medição do desvio e outra de ajuste do temporizador. Uma vez medido o erro e possuindo informação sobre o sinal de referência, é possível sincronizar o sinal recebido com a taxa de amostragem adequada.

### 4.2.4 Equalização Dinâmica

As principais funções da equalização dinâmica são a de separação das duas polarizações transmitidas e a compensação de efeitos lineares variantes no tempo como a PMD. Entre as técnicas utilizadas com esse propósito, as mais difundidas são a de algoritmo de módulo constante (*constant modulus algorithm*- CMA) [56], algoritmo de mínimo erro quadrático (*least mean square*- LMS) [57] e equalizador dirigido radialmente (*radially directed equalizer*- RDE) [58].

O equalizador utilizado nesta etapa pode ser estruturado de acordo com o modelo da Figura 22 que parte de um conjunto de quatro filtros.

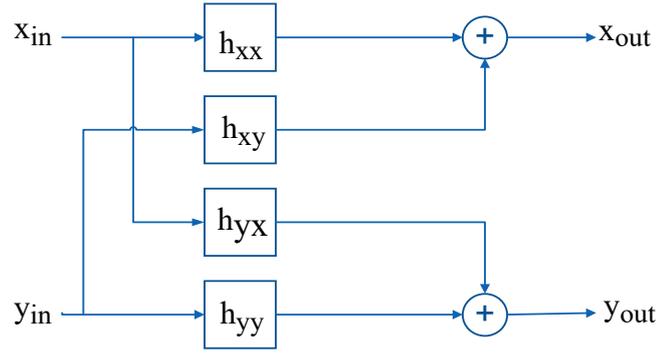


Figura 22 – Equalizador tipo borboleta de múltiplas entradas múltiplas saídas (*Multiple input multiple output - MIMO*).

Considerando o algoritmo CMA de equalização pelo método do gradiente estocástico, a atualização dos algoritmos do equalizador ocorre seguindo as equações:

$$h_{xx} = h_{xx} + \mu \epsilon_x x_{in} x_{out}^*, \quad (4.13)$$

$$h_{xy} = h_{xy} + \mu \epsilon_x y_{in} x_{out}^*, \quad (4.14)$$

$$h_{yx} = h_{yx} + \mu \epsilon_y x_{in} y_{out}^*, \quad (4.15)$$

$$h_{yy} = h_{yy} + \mu \epsilon_y y_{in} y_{out}^*, \quad (4.16)$$

em que  $\mu$  é parâmetro de convergência e  $\epsilon_x$  e  $\epsilon_y$  são as funções de custo a serem minimizadas dadas por  $\epsilon_x^2 = (1 - |x_{out}|^2)^2$  e  $\epsilon_y^2 = (1 - |y_{out}|^2)^2$ .

Conforme se pode observar pelos coeficientes do equalizador, o CMA é um algoritmo adaptativo que acompanha as alterações do canal, porém sua convergência se baseia na solução de equações diferenciais não-lineares e que podem conduzir a múltiplos pontos de mínimo. Além disso, ele explora a característica do sinal em se distribuir ao longo do mesmo raio, sendo adequado para constelações QPSK, por exemplo. Variações do método incluem um circuito decisor integrado ao equalizador, de forma a minimizar a função de erro da seguinte forma:

$$\epsilon_x^2 = \left| \frac{csgn(E_{eq}^x)}{\sqrt{2}} - E_{eq}^x \right|^2, \quad (4.17)$$

em que  $csgn(x)$  é a função de decisão que se baseia na distância mínima aos possíveis símbolos transmitidos. Outra alternativa é o envio de uma sequência de treinamento para atualização dos coeficientes, de forma que a função de custo se estabelece como:

$$\epsilon_x^2 = |x - E_{eq}^x|^2, \quad (4.18)$$

sendo  $x$  o símbolo de treinamento. Apesar do desempenho superior em termos de taxas de convergência, essa implementação requer a redução da transmissão de taxa efetiva, uma vez que parte da capacidade é utilizada para treinamento.

O algoritmo CMA pode ser utilizado para equalização de sinais 16-QAM ou formatos mais avançados, porém como estes não apresentam símbolos com módulos constantes, sendo na verdade compostos por símbolos em diferentes raios, a aplicação do método do gradiente estocástico conduz ao acúmulo do erro induzido. Se faz necessário o uso de outra metodologia, intitulada de equalizador dirigido radialmente (RDE), que tem como função de custo as equações:

$$\epsilon_x^2 = (R_0^2 - r_x^2)^2, \quad (4.19)$$

$$\epsilon_y^2 = (R_0^2 - r_y^2)^2, \quad (4.20)$$

em que  $r_x = |E_{eq}^x|$ ,  $r_y = |E_{eq}^y|$  e  $R_0$  são os valores de raios da constelação transmitida e que mais se aproximam dos símbolos de saída do equalizador em cada polarização. Para contornar o problema de múltiplos mínimos da função de custo, a combinação do CMA e RDE pode ser utilizada, em que o primeiro método age trazendo os símbolos para a região de convergência e o RDE faz o refinamento da solução. A combinação do RDE com os métodos de orientação à decisão e com sequência de treinamento também conduz a melhorias nas taxas de convergência.

#### 4.2.5 Estimação de Fase e Frequência

A correção do desvio de frequência e fase tem por objetivo trazer o sinal às suas características iniciais, tendo em vista os ruídos de fase do laser e do oscilador local. A estimação do desvio de frequência pode ser realizada no domínio do tempo considerando um sinal de entrada [54]:

$$x_{in}[k] = x_{sym}[k] \exp(j[\phi[k] + 2\pi\Delta f k T_{sym}]), \quad (4.21)$$

em que  $x_{sym}$  é o símbolo transmitido,  $\phi[k]$  é a fase do símbolo transmitido,  $\Delta f$  é o desvio de frequência e  $T_{sym}$  é o tempo de símbolo. Assim, o método baseado em fase-diferencial parte do princípio de que [54]:

$$(x_{in}[k]x_{in}^*[k-1])^4 \propto \exp(4j\Delta\phi[k]). \quad (4.22)$$

Dessa forma, a função densidade de probabilidade de  $4\Delta\phi$  é caracterizada como:

$$f(4\Delta\phi) = \frac{\exp(\kappa \cos(4\Delta\phi - 8\pi\Delta f T_{sym}))}{2\pi I_0(\kappa)} \quad (4.23)$$

em que  $\kappa$  está relacionado à largura de linha do laser.

Assim, a estimativa de  $\Delta f$  é obtida como:

$$\Delta f = \frac{1}{8\pi T_{sym}} \arg \sum_{k=1}^N (x_{in} x_{in}^*[k-1])^4, \quad (4.24)$$

e que posta na forma diferencial toma o formato:

$$\Delta f[k] = \Delta f[k-1](1 - \mu_f) + \mu_f \frac{(x_{in} x_{in}^*[k-1])^4}{8\pi T_{sym}}, \quad (4.25)$$

em que  $\mu_f$  é o parâmetro de convergência,  $\Delta f[k]$  é a estimativa do desvio de frequência.

Alternativamente, o método espectral determina o desvio de frequência pelo valor de pico do espectro do sinal  $x_{in}^4$  da seguinte forma:

$$\Delta f = \operatorname{argmax} \sum_{k=1}^N x_{in}^4[k] \exp(-8j\pi k \Delta f T_{sym}). \quad (4.26)$$

Assim, obtendo-se o desvio de frequência  $\Delta f$ , o sinal original pode ser recuperado multiplicando o sinal recebido pela função  $\exp(-2j\pi \Delta f k T_{sym})$ .

Na estimação do desvio de fase, o algoritmo de Viterbi and Viterbi (V & V) é o principal utilizado [59], em que a estimativa é dada por:

$$\phi[k] = \arg \left( \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N x_{in}^4[k+n] \right). \quad (4.27)$$

Assim, o símbolo original pode ser recuperado multiplicando o sinal recebido por  $\exp(-j\phi[k])$ . Em outra abordagem, [60] propõe um algoritmo de recuperação de fase não supervisionado em que o sinal recebido equalizado sofre uma rotação de fase por meio da interferência com  $B$  portadoras testes de ângulos definidos por:

$$\varphi_b = \frac{m}{B} \cdot \frac{\pi}{2}, \quad (4.28)$$

$m \in 0, 1, \dots, B$ .

Dessa forma, para cada símbolo, gera-se um conjunto de  $B$  sinais  $Z_k e^{j\varphi_b}$  rotacionados em fase. Cada um destes passa por um circuito decisor que gera como saída os sinais  $\widehat{X}_{k,b}$  utilizados em sequência no cálculo do erro quadrático:

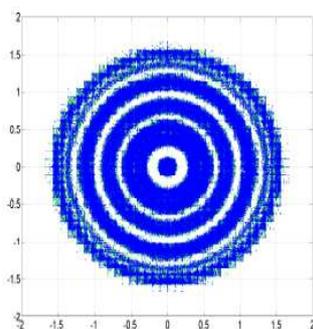
$$|d_{k,b}|^2 = |Z_k e^{j\varphi_b} - \widehat{X}_{k,b}|^2. \quad (4.29)$$

Para remover distorções devido ao ruído ASE, as distâncias de  $2N + 1$  símbolos testes consecutivos rotacionados pela mesma fase são somadas

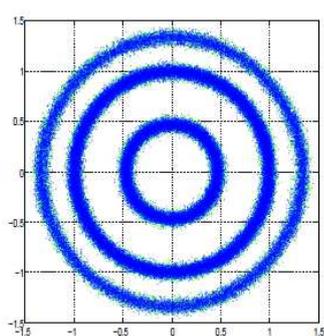
$$s_{k,b} = \sum_{n=-N}^N |d_{k-n,b}|^2, \quad (4.30)$$

estando o comprimento ótimo de  $N$  relacionado a largura de linha do laser multiplicado pela taxa de símbolo. Dentre o conjunto de  $B$  coeficientes  $s_{k,b}$ , determina-se aquele com o menor valor e o sinal recuperado em fase pode ser estimado selecionando o símbolo  $\widehat{X}_{k,b}$  que corresponde ao seu índice  $m_{k,min}$ .

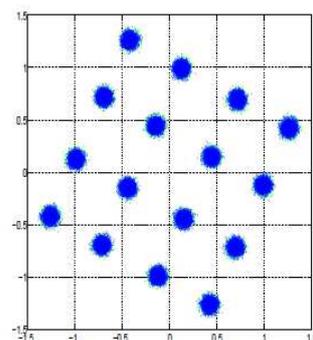
Na Figura 23, observam-se as etapas do DSP por meio das constelações na transmissão de um sinal 16 QAM após a compensação de cada efeito descrito.



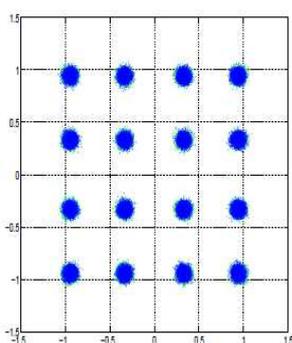
(a) Sinal recebido normalizado.



(b) Sinal equalizado.



(c) Correção desvio de frequência.



(d) Correção do desvio de fase.

Figura 23 – Etapas do DSP em uma constelação 16 QAM.

## 5 Resultados e Discussões

### 5.1 Descrição do Setup de Avaliação

O cenário de transmissão definido para avaliação das arquiteturas de modulação óptica multinível pode ser observado na Figura 24. Sinais de acionamento são gerados por uma sequência binária pseudo-aleatória com comprimento de  $2^{17} - 1$ , e mapeada por código *Gray* para símbolos cujas amplitudes variam entre  $\pm 1$  e  $\pm 3$  para o formato de modulação 16 QAM, e  $\pm 1$ ,  $\pm 3$ ,  $\pm 5$  e  $\pm 7$  para o 64 QAM em termos de parte real e imaginária. Esses símbolos passam por uma filtragem digital, gerando um cosseno levantado com fator de *roll-off* de 0,1 que age como sinal de acionamento dos moduladores. Um laser ideal com comprimento de onda de 1550 nm e potência de 10 dBm [61] é acoplado a divisores de polarização que dividem a potência do sinal a ser transmitido em cada polarização, cujos sinais X e Y servem de entrada para cada um dos moduladores que também recebem os sinais elétricos de acionamento. Na geração do formato de modulação 16 QAM com modulação multinível óptica foi utilizado o modulador da Figura 15, enquanto na obtenção do formato 64 QAM partiu-se da versão apresentada na Figura 17, nos quais os sinais QPSK gerados internamente são acoplados com distribuição de potência em 0,666:0,333 e 0,5:0,33:0,16, respectivamente. No caso convencional, utilizou-se o modulador DP-IQM que consiste em dois moduladores IQM em paralelo que recebem distintas polarizações e cujos sinais são acoplados por um PBC.

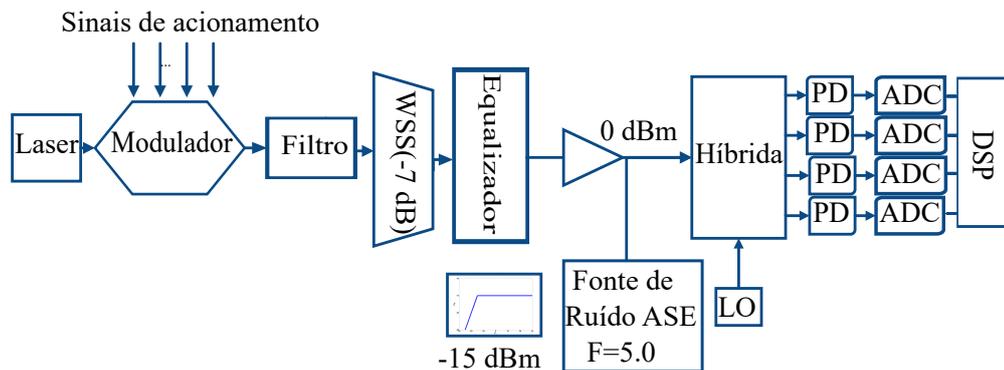


Figura 24 – Enlace de avaliação dos moduladores convencional e multinível óptico.

Os moduladores Mach-Zehnder que compõem os dispositivos de síntese óptica e também o modulador IQ tradicional trabalham no modo de operação *push-pull*, com perda intrínseca de 5,6 dB [61] e  $V_\pi$  em 3 V, valores típicos do dispositivo. A perda introduzida por cada conector é modelada em 0,2 dB. A razão de extinção considerada está acima de 40 dB e o balanceamento entre os braços dos MZMs equilibrado (50%), de forma a não causar efeitos de *chirp*. Os sinais gerados em cada polarização são filtrados antes de passar por uma chave seletora de comprimento de onda (*wavelength selective switch*

- WSS) modelada por sua perda de inserção de 7 dB. Um equalizador controla a potência de lançamento, nivelando a potência em  $-15$  dBm para sinais com valores acima deste, e deixando passar valores inferiores da forma ilustrada na Figura 25.

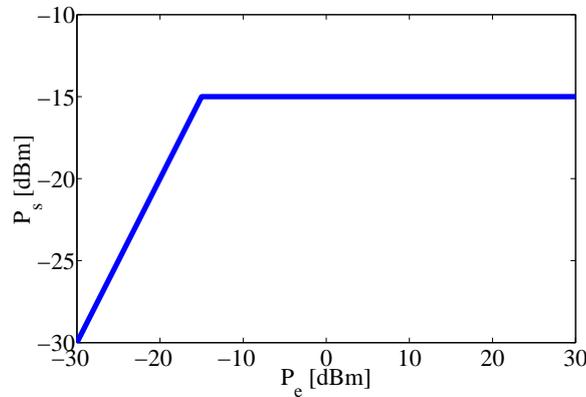


Figura 25 – Curva do equalizador utilizado no enlace.

O amplificador *booster* aplica um ganho de 15 dB e estabelece uma potência de 0 dBm para os sinais equalizados. O sinal gerado é conectado ao receptor sem a presença de fibra óptica e com carregamento de ruído ASE, variando-se a OSNR na faixa de interesse. O acúmulo de ruído permite a avaliação do efeito do cascadeamento de amplificadores. O campo resultante é conectado diretamente ao receptor coerente, e o sinal produzido pelo oscilador local, sintonizado na mesma frequência do transmissor, sofre batimento com este. A separação nas respectivas polarizações ocorre após a passagem pela híbrida que convertem o sinal de banda passante para banda base. Quatro detectores balanceados em sequência geram como resultados os sinais I e Q para cada polarização. Como esses sinais ainda carregam informações de polarização misturadas, faz-se necessário na etapa de DSP aplicar um equalizador para distingui-los. No DSP são aplicadas as seguintes correções: (i) digitalização, normalização e reamostragem em duas vezes a taxa de símbolo, (ii) separação de polarizações utilizando filtros de resposta finita com 20 taps e equalizador dinâmico com dado auxiliado RDE-DA com passo de convergência de 0,00004, (iii) correção do desvio de frequência, (iv) correção do desvio de fase utilizando o algoritmo de busca cega (BPS), (v) decisão e (vi) estimação de erros por meio de critérios de taxa de erro de bits baseado no critério de mínima distância. Os parâmetros de avaliação são resumidos na Tabela 1.

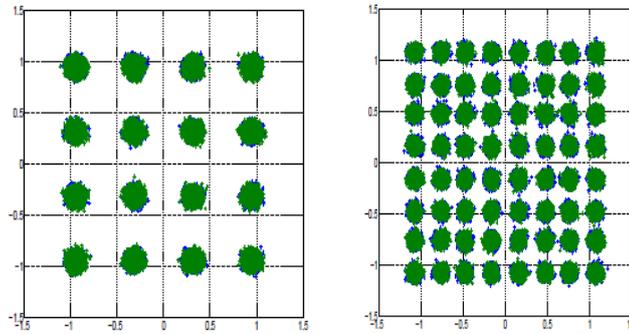
## 5.2 Avaliação Sistemática

Empregando as arquiteturas de modulação das Figuras 10, 15 e 17, geraram-se sinais M-QAM por síntese óptica e por acionamento com sinais elétricos multiníveis

Parâmetro	Símbolo	Valor
Largura de banda de referência (OSNR)	$B_{ref}$	12,5 GHz
Taxa de símbolo	$B$	27,5 Gbaud
Tamanho do $span$	$N$	80 km
Figura de ruído do amplificador	$F_n$	5
Frequência central do laser	$\nu$	193,1 THz
Perda intrínseca dos MZMs	$\frac{1}{\sqrt{a_I}}$	5,6 dB
Tensão $V_\pi$ dos MZMs	$V_\pi$	3 V
Perda conectores		0,2 dB
Perda WSS		7 dB
Ganho amplificador $booster$		15 dB

Tabela 1 – Parâmetros de avaliação do enlace.

modelados no *software Optilux* desenvolvido em linguagem Matlab. Na Figura 26, podem-se observar as constelações 16 e 64 QAM obtidas com o simulador para OSNRs de 29 e 32 dB, cuja transmissão parte da técnica de síntese óptica. Para efeitos comparativos, as constelações geradas para a técnica convencional também são apresentadas na Figura 27. Em ambos os casos, verificam-se símbolos simetricamente espaçados, sem efeitos de distorção ou ISI, viabilizando sua aplicação em um ambiente sistêmico.

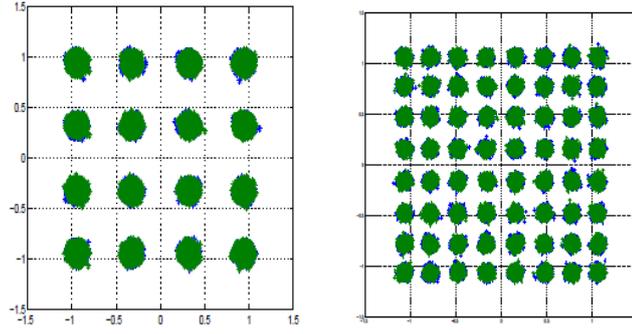


(a) Constelação 16 QAM. (b) Constelação 64 QAM.

Figura 26 – Constelações 16 e 64 QAM geradas por síntese óptica.

A sensibilidade do receptor foi avaliada em termos das curvas de BER por OSNR (Figura 28) para o uso das duas estruturas de modulação. Com sinais de acionamento em mesma amplitude e taxa de símbolo de 27,5 Gbaud para ambos os formatos de modulação, a síntese óptica e a geração convencional alcançaram resultados similares de sensibilidade, demandando a mesma OSNR para o limite de FEC estabelecido em  $2 \times 10^{-2}$  [61], e 1,1 dB distantes do limite teórico para os dois formatos de modulação considerados.

Para a validação das curvas teóricas, considerou-se a probabilidade de erro de



(a) Constelação 16 QAM. (b) Constelação 64 QAM.

Figura 27 – Constelações 16 e 64 QAM com acionamento por sinais elétricos multiníveis.

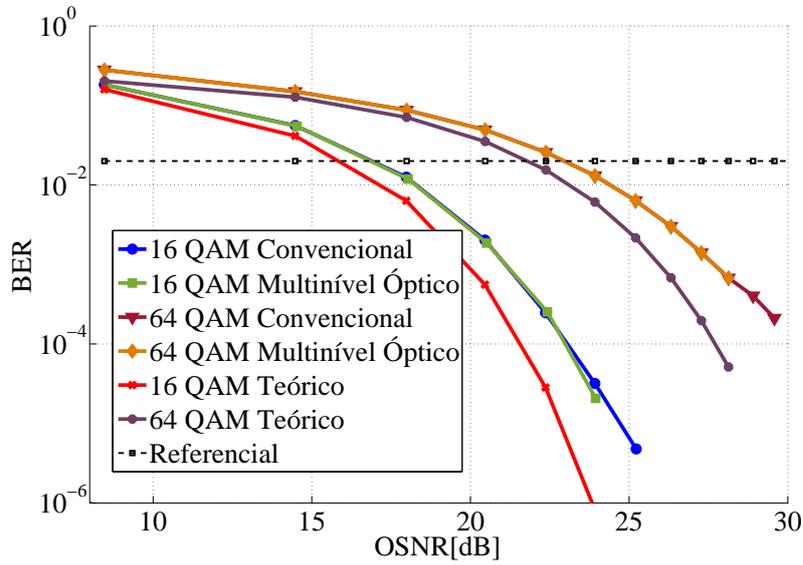


Figura 28 – Curva comparativa de BER por OSNR.

bit para formatos M-QAM expressa por [34]:

$$Pb \approx \frac{4}{b}(1 - 2^{-\frac{b}{2}})Q \left( \sqrt{\frac{3b\text{SNR}_{bits}}{2^b - 1}} \right), \quad (5.1)$$

na qual a SNR por bits e o número de bits por símbolo  $b$  são considerados. Em sistemas ópticos, é preferível trabalhar com a OSNR, de forma que é possível alterar essa expressão utilizando a relação 2.6 entre SNR e OSNR, de forma que a Eq. 5.1 é reescrita da seguinte forma:

$$Pb \approx \frac{4}{b}(1 - 2^{-\frac{b}{2}})Q \left( \sqrt{\frac{3b}{2^b - 1} \frac{2B_{ref}OSNR}{R_b}} \right). \quad (5.2)$$

Como observado na Eq. 5.2, as curvas dependem da taxa de símbolo  $R_b$  e da banda elétrica de referência  $B_{ref}$  que convencionou-se em 12,5 GHz.

O fato de o sinal ser equalizado em 0 dBm na saída do transmissor faz com que as constelações geradas sofram a mesma influência em termos da presença do ruído e apresentem OSNR semelhante na recepção. Porém, para a mesma distância, o sinal sintetizado opticamente requisita um maior MI, justificado pelo fato de as perdas entre conexões dos transmissores QPSK reduzirem sua potência de lançamento quando comparado com a modulação convencional. A curva de comportamento da potência de lançamento em função do MI é trazida na Figura 29 e comprova essa observação. Ainda assim, o uso da síntese óptica de sinais M-QAM implica em baixa influência do índice de modulação, permitindo a variação do parâmetro dentro de uma faixa de interesse sem que isso implique em distorção significativa do sinal e conseqüentemente comprometimento da qualidade do sinal recebido.

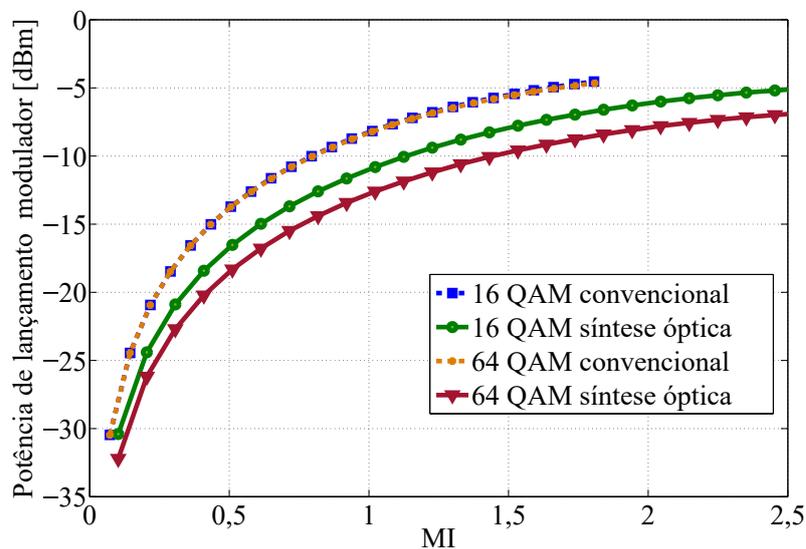


Figura 29 – Influência do MI na potência de lançamento do dispositivo.

Para avaliação da influência sistêmica do índice de modulação determinou-se a máxima distância em que o sinal de 27,5 Gbaud (220 Gbits/s para o 16 QAM e 330 Gbit/s para o 64 QAM) pode ser recuperado estando abaixo do limite de FEC na configuração de transmissão da Figura 24. A presença da fibra foi induzida pelo efeito do ruído ASE acumulado, cascadeando um conjunto de  $N$  amplificadores antes do estágio de recepção com *spans* de 80 km, e adicionando-se o ruído acumulado ao sinal recebido.

### 5.2.1 Avaliação Sistêmica do Sinal 16 QAM

Na Figura 30, observa-se o alcance máximo de 720 km obtido para o sinal 16 QAM utilizando ambas as técnicas de modulação no esquema de transmissão da Figura 24. Verifica-se que para o mesmo alcance existe uma penalidade de potência entre ambas

as técnicas, visto que o modulador óptico multinível possui uma maior perda intrínseca devido à presença dos conectores em sua estrutura, que viabilizam o acoplamento dos sinais QPSK. Para avaliar o efeito sistêmico da razão de extinção, variou-se esse parâmetro para valores de 30 dB e 20 dB, e conforme ressaltado nas Figuras 31 e 32, a degradação desse parâmetro provoca o deslocamento das curvas de alcance de forma a exigir mais potência lançada para que o mesmo alcance seja mantido. Na modulação convencional com ER igual a 20 dB existe uma redução do alcance em 80 km, embora para a modulação óptica multinível o alcance continue em 720 km. Visto que a potência de lançamento possui um papel fundamental no desempenho e diminuindo esse parâmetro de forma a nivelar o equalizador para -3 dBm, verificou-se a redução do alcance para 560 km com ambas as técnicas, conforme apresentado na Figura 33.

Avaliando as curvas para ambos os formatos de modulação, observa-se que a técnica de síntese óptica conduz a estabilidade do valor de BER, conforme aumenta-se o valor do MI. Isso ocorre, pois do ponto de vista do transmissor, apenas sinais QPSK estão sendo gerados e a região não linear da curva de transferência do MZM não é atingida. Para a técnica convencional, após um determinado ponto ótimo de operação, passa a ocorrer uma degradação do valor de BER devido a ISI.

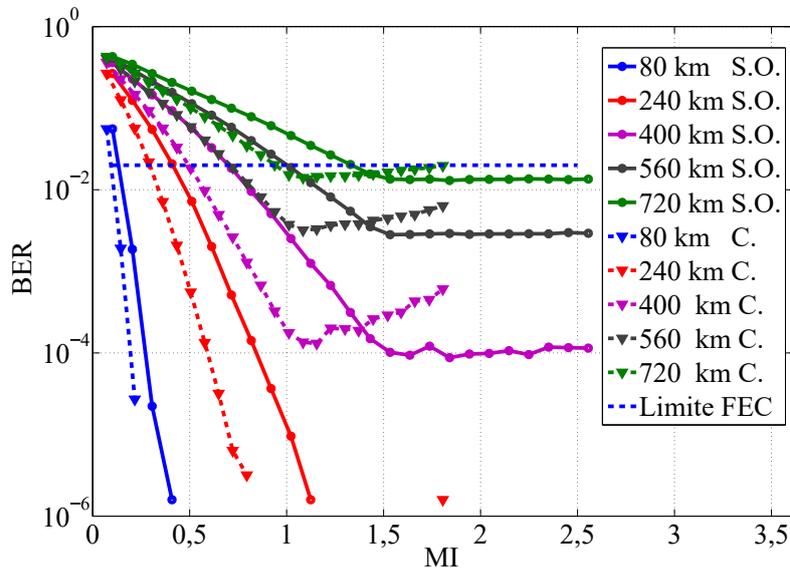


Figura 30 – Comparativo das máximas distâncias 16 QAM para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.).

### 5.2.2 Avaliação Sistêmica do Sinal 64 QAM

Para o sinal 64 QAM, o alcance máximo verificado foi de 320 km para as ambas as técnicas de modulação, conforme pode ser observado na Figura 34. Assim como no 16

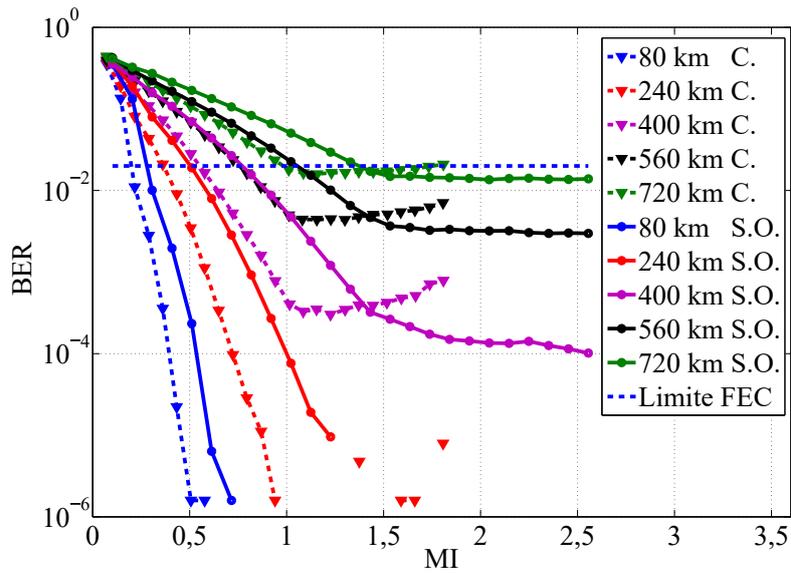


Figura 31 – Comparativo das máximas distâncias 16 QAM (ER 30 dB) para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.).

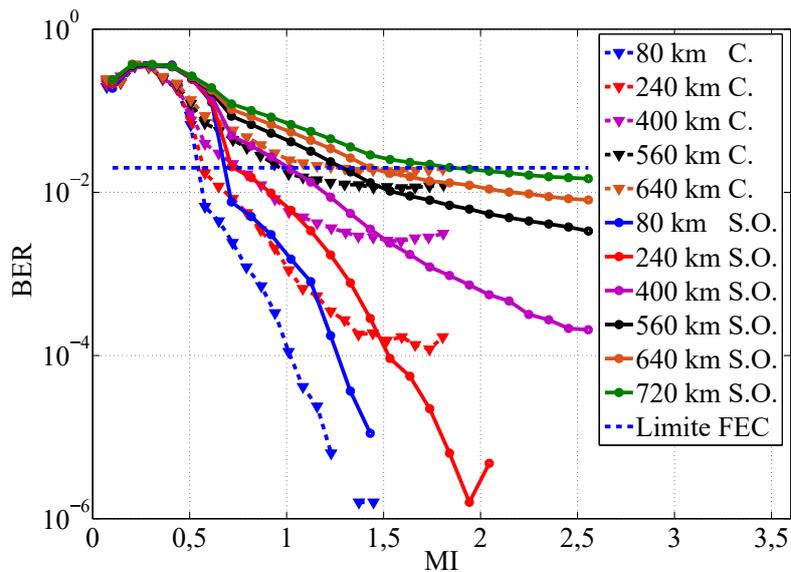


Figura 32 – Comparativo das máximas distâncias 16 QAM (ER 20 dB) para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.).

QAM, a técnica de modulação óptica multinível conduz a uma penalidade de potência visto a sua maior perda intrínseca, porém verifica-se o comportamento mais pronunciado dos efeitos distorcivos no acionamento com sinais elétricos multiníveis, de modo que a BER começa a subir de valor após a passagem pelo ponto ótimo de acionamento.

A modificação da ER para um valor de 30 dB conduz ao deslocamento da curva na Figura 35 e degradação de desempenho, embora o alcance máximo de 320 km seja mantido. Porém, para um ER de 20 dB não se verifica na Figura 36 a recuperação

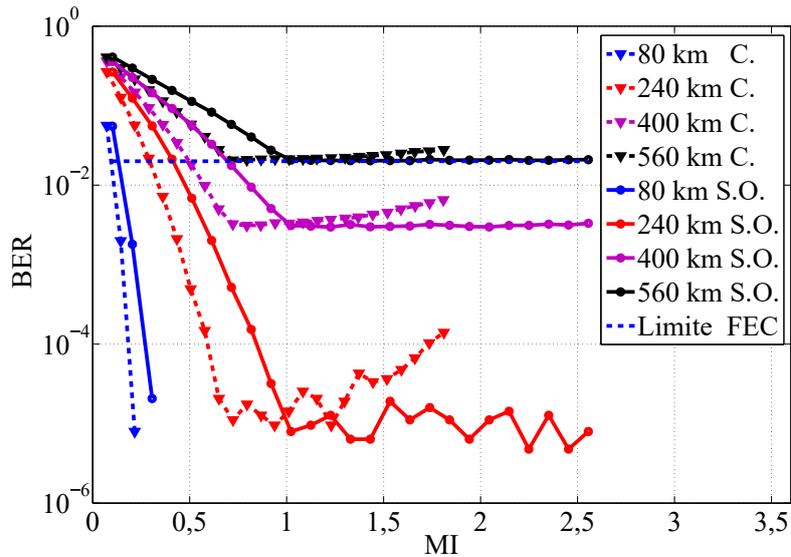


Figura 33 – Comparativo das máximas distâncias 16 QAM (ER 40 dB) equalizador - 3 dBm para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.).

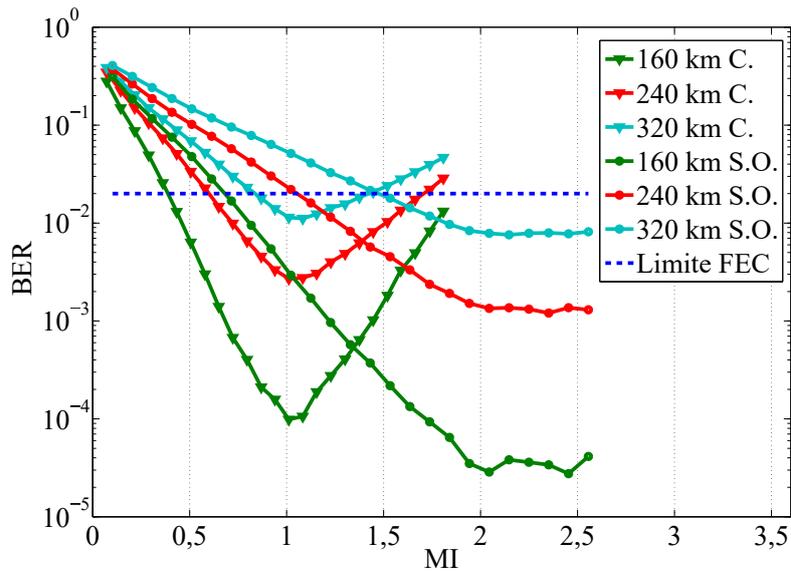


Figura 34 – Comparativo das máximas distâncias 64 QAM para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.).

do sinal com acionamento pela técnica convencional, devido principalmente ao efeito de *chirp*. Por outro lado, embora exija um maior MI, o alcance se mantém ao ser utilizado o modulador por síntese óptica. Em termos de potência, assim como no 16 QAM, o alcance se reduz em 80 km para ambas as técnicas quando o equalizador opera com potência limite de -3 dBm, conforme pode ser observado na Figura 37.

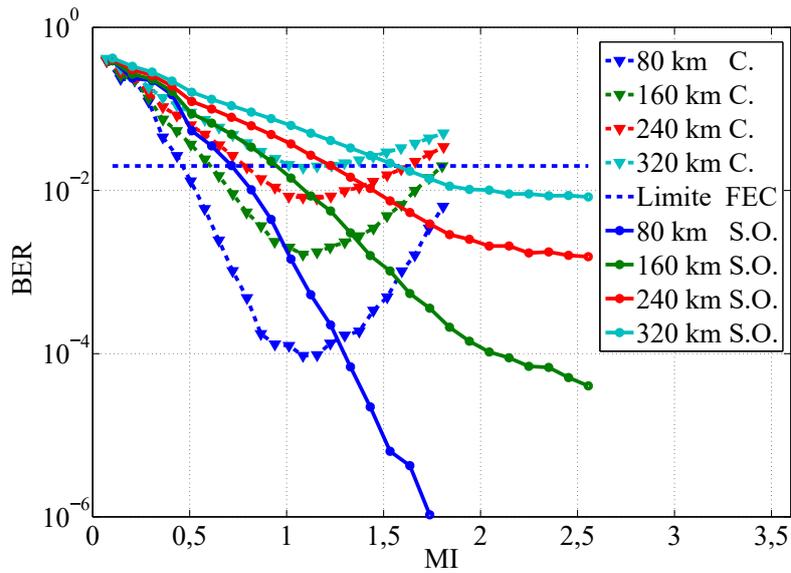


Figura 35 – Comparativo das máximas distâncias 64 QAM (ER 30 dB) para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.).

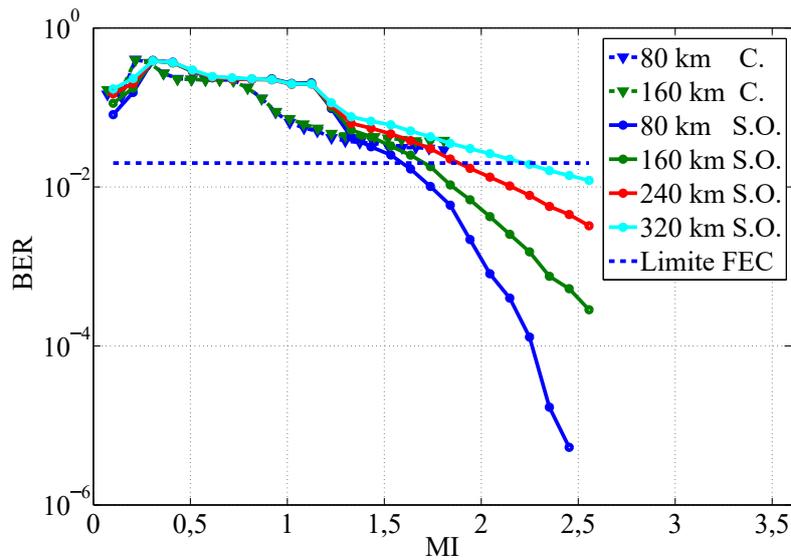


Figura 36 – Comparativo das máximas distâncias 64 QAM (ER 20 dB) para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.).

### 5.2.3 Distribuição de Potência no Modulador Óptico Multinível

Conforme ressaltado na seção 3.3, a razão de distribuição de potência e acoplamento na entrada e saída do modulador por síntese óptica possui um papel fundamental no desempenho do sistema, pois é a relação que garante a simetria da constelação e evita ISI. Desvios do valor ótimo podem ocorrer em função da própria taxa de tolerância do dispositivo, aumento da temperatura ou danos no equipamento. Para simular o efeito desse parâmetro, três razões diferentes da distribuição ótima foram simuladas, estando

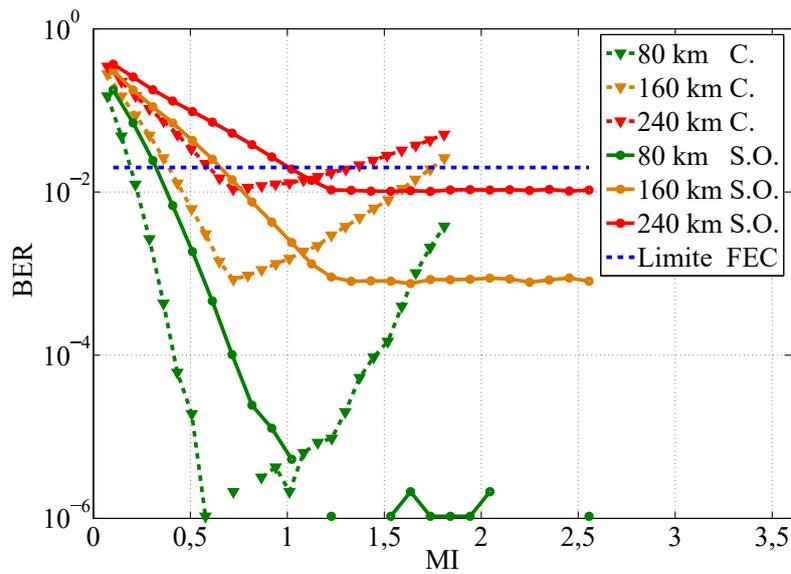


Figura 37 – Comparativo das máximas distâncias 64 QAM (ER 40 dB) equalizador - 3 dBm para o acionamento convencional (C) e por síntese óptica (S.O.).

estas apresentadas na Tabela 2. Como pode ser observado na Figura 38, a alteração da distribuição de potência leva a degradação da BER, chegando a inviabilizar a recuperação do sinal como nos casos 2 e 3, nos quais os valores de BER estão acima do limite de FEC. Com uma distribuição de potência não-ótima, o projeto acaba resultando em constelações distorcidas, irregularmente espaçadas e com predominância de ISI conforme apresentado na Figura 39, na qual as constelações obtidas para os 3 casos considerados são demonstradas.

Caso	Proporções
1	0,6 : 0,3 : 0,1
2	0,5: 0,35 : 0,15
3	0,55: 0,25: 0,2

Tabela 2 – Distribuições de potências desbalanceadas no modulador por síntese óptica.

Para aplicações práticas, VOAs podem ser inseridos em cada segmento do modulador, servindo não apenas para o ajuste fino de potência e correções de desbalanceamento, mas também para propiciar um modulador configurável em termos do formato de modulação e aplicável em sistemas flexíveis [19], no qual sinais 16 QAM e QPSK são obtidos alterando-se o valor de atenuação dos VOAs.

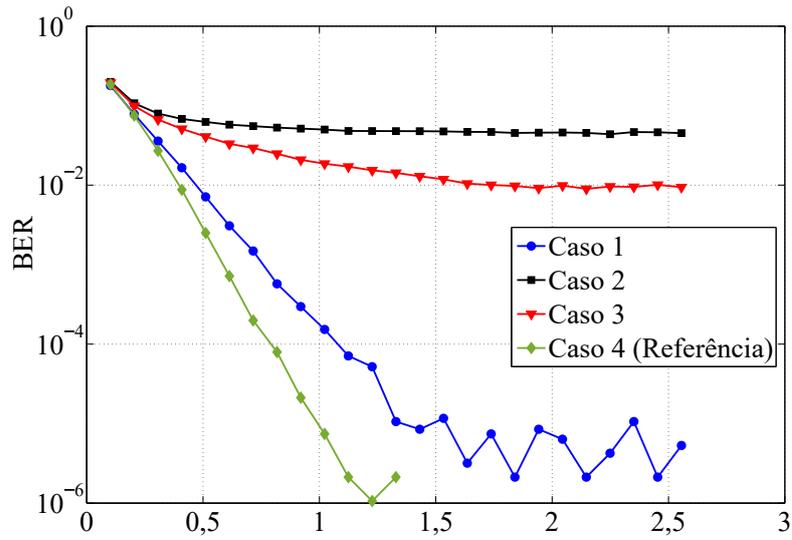


Figura 38 – Efeito do desbalanceamento na distribuição de potência do modulador M-QAM por síntese óptica.

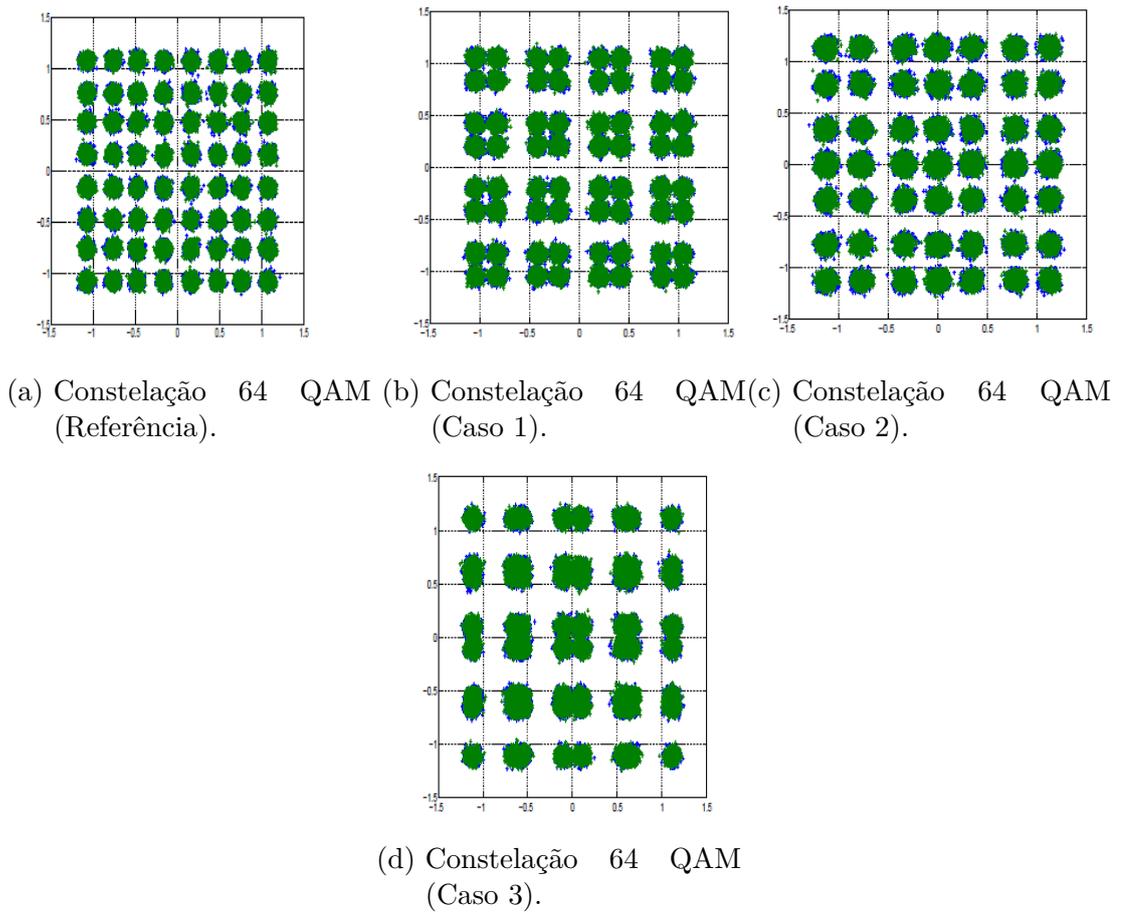


Figura 39 – Constelação 64 QAM por síntese óptica com distribuição de potência não-ótima.

## Conclusão

Neste trabalho, objetivou-se a análise da geração de formatos de modulação de alta ordem em termos da minimização de efeitos não-lineares provenientes da curva de resposta do modulador Mach-Zehnder. Neste contexto, o detalhamento sobre os componentes de um enlace de comunicações ópticas foi trazido, destacando-se as funções dos transmissores e receptores e seus blocos básicos. Duas técnicas de geração de formatos M-QAM foram comparadas, com foco em 16-QAM e 64-QAM. A primeira, tida como a modulação convencional, parte do acionamento do modulador Mach-Zehnder a partir de sinais elétricos multiníveis, enquanto a outra arquitetura de modulador permite a geração de sinais M-QAM por meio da combinação de sinais QPSK gerados em moduladores acionados por sinais binários.

Para tanto, considerou-se a transmissão de sinais 27,5 Gbaud DP-M-QAM sobre uma plataforma teste, e concluiu-se que ambas as técnicas de modulação conduzem ao mesmo desempenho sistêmico, no caso do enlace analisado, uma distância máxima de 720 km para o 16 QAM e 320 km para o 64 QAM. Quando do ponto de vista de sensibilidade, a concordância entre as arquiteturas também se manteve, com curvas de BER por OSNR de desempenhos semelhantes. Com o argumento de maior simplicidade na geração dos sinais elétricos de acionamento, visto que apenas sinais binários são necessários, o modulador por síntese óptica também estabelece a flexibilidade do índice de modulação, de modo que o aumento deste parâmetro não conduz a distorções significativas na constelação e consequentemente interferência intersimbólica como acontece na modulação convencional para valores desse parâmetro superiores ao ótimo. Degradando-se a razão de extinção dos moduladores Mach-Zehnder, verificou-se que o modulador por síntese óptica apresenta também maior tolerância a essa variação, principalmente para o formato de modulação 64 QAM. Apesar disso, o mesmo exibe maior complexidade óptica, pois incorpora um maior número de moduladores MZM e mais estágios de integração, que por sua vez implicam em uma maior perda de inserção. Essa característica faz com que o modulador exiba uma penalidade na potência de lançamento quando comparado ao modelo tradicional do dispositivo, e isso se reflete em uma penalidade no índice de modulação tendo em vista o mesmo alcance que a técnica convencional. Um controle rigoroso de distribuição de potência também é um dos seus requisitos, visto que desbalanceamentos desse parâmetro conduzem a distorções na constelação. Entre suas principais aplicações estão os sistemas flexíveis, uma vez que a arquitetura de geração pode ser configurada para atender um conjunto amplo de formatos de modulação, de acordo com as exigências da transmissão.

As perspectivas envolvidas na conclusão desse trabalho levam em consideração a avaliação de maiores taxas de símbolos e de formatos mais avançados que os con-

---

siderados, como o 256 -QAM por exemplo. Além disso, a comparação entre as técnicas disponíveis na geração de sinais por síntese óptica (destacadas na exposição do problema) pode ser uma abordagem. Tendo em vista a baixa influência do MI quando utiliza-se essa arquitetura de modulador, uma alternativa seria investigar seu comportamento em sistemas CO-OFDM.

## Referências

- [1] S. K. Korotky, “Traffic trends: Drivers and measures of cost-effective and energy-efficient technologies and architectures for backbone optical networks,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOFC)*, 2012.
- [2] P. A. Gamage, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak, and R. Waterhouse, “Design and analysis of digitized RF-over-fiber links,” *Journal of lightwave technology*, vol. 27, no. 12, pp. 2052–2061, 2009.
- [3] J. D. Reis, A. Shahpari, R. Ferreira, F. Guiomar, D. M. Neves, A. N. Pinto, and A. L. Teixeira, “Analysis of transmission impairments on terabit aggregate PONs,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOFC)*, 2013.
- [4] T. J. Xia, “Near term terabit transmission field trial opportunities,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, 2013.
- [5] J. Yu, Z. Dong, H.-C. Chien, Z. Jia, X. Li, D. Huo, M. Gunkel, P. Wagner, H. Mayer, and A. Schippel, “Transmission of 200 G PDM-CSRZ-QPSK and PDM-16 QAM with a SE of 4 b/s/Hz,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 515–522, 2013.
- [6] A. Sano, T. Kobayashi, S. Yamanaka, A. Matsuura, H. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Ishihara, and H. Masuda, “102.3-Tb/s ( $224 \times 548$ -Gb/s) C-and extended L-band all-Raman transmission over 240 km using PDM-64-QAM single carrier FDM with digital pilot tone,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOFC)*, 2012.
- [7] D. Qian, M.-F. Huang, E. Ip, Y.-K. Huang, Y. Shao, J. Hu, and T. Wang, “101.7-Tb/s ( $370 \times 294$ -Gb/s) PDM-128-QAM-OFDM transmission over  $3 \times 55$ -km SSMF using pilot-based phase noise mitigation,” in *National Fiber Optic Engineers Conference*, 2011.
- [8] R. Rios-Müller, J. Renaudier, P. Brindel, H. Mardoyan, P. Jennevé, L. Schmalen, and G. Charlet, “1-Terabit/s net data-rate transceiver based on single-carrier Nyquist-shaped 124 Gbaud PDM-32-QAM,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOFC)*, 2015.
- [9] H. MARDOYAN, R. Rios-Müller, M. A. Mestre, P. Jennevé, L. Schmalen, A. Ghazisaeidi, P. Tran, S. Bigo, and J. Renaudier, “Transmission of single-carrier Nyquist-shaped 1-Tb/s line-rate signal over 3,000 km,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOFC)*, 2015.

- [10] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, and F. Forghieri, “Performance limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in high-speed PM-QPSK systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 15, pp. 1129–1131, 2010.
- [11] J. D. Reis, A. Shahpari, R. Ferreira, S. Ziaie, D. M. Neves, M. Lima, and A. L. Teixeira, “Terabit+ ( $192 \times 10$  Gb/s) Nyquist shaped UDWDM coherent PON with upstream and downstream over a 12.8 nm band,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 4, pp. 729–735, 2014.
- [12] F. Li, Z. Cao, and X. Li, “Transmission of  $8 \times 520$  Gb/s signal based on single band/ $\lambda$  PDM-16-QAM-OFDM on a 75-GHz grid,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NOFC)*, 2016.
- [13] A. Kaneko, H. Yamazaki, and Y. Miyamoto, “Linear optical modulator,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NOFC)*, 2014.
- [14] A. Napoli, M. Mezghanni, D. Rafique, V. Sleiffer, B. Spinnler, and M. Bohn, “Novel digital pre-distortion techniques for low-extinction ratio Mach-zehnder modulators,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NOFC)*, 2015.
- [15] C. Diniz, J. H. Junior, A. Souza, T. Lima, R. Lopes, S. Rossi, M. Garrich, J. D. Reis, D. Arantes, J. Oliveira, *et al.*, “Network cost savings enabled by probabilistic shaping in DP-16-QAM 200-Gb/s systems,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NOFC)*, 2016.
- [16] D. Rafique, T. Rahman, A. Napoli, B. Spinnler, and S. Calabro, “FEC overhead and fiber nonlinearity mitigation: Performance and power consumption tradeoffs,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NOFC)*, 2014.
- [17] A. Sano, T. Kobayashi, K. Ishihara, H. Masuda, S. Yamamoto, K. Mori, E. Yamazaki, E. Yoshida, Y. Miyamoto, T. Yamada, *et al.*, “240-Gb/s polarization-multiplexed 64-QAM modulation and blind detection using PLC-LN hybrid integrated modulator and digital coherent receiver,” *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2009.
- [18] H. Yamazaki, T. Yamada, T. Goh, Y. Sakamaki, and A. Kaneko, “64-QAM modulator with a hybrid configuration of silica PLCs and LiNbO<sub>3</sub> phase modulators,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 5, pp. 344–346, 2010.
- [19] H. Yamazaki, T. Goh, A. Mori, and S. Mino, “Modulation-level-selectable optical modulator with a hybrid configuration of silica PLCs and LiNbO<sub>3</sub> phase modulators,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2010.

- [20] T. Sakamoto, A. Chiba, and T. Kawanishi, “50-km SMF transmission of 50-Gb/s 16 QAM generated by quad-parallel MZM,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2008.
- [21] A. Chiba, T. Sakamoto, T. Kawanishi, K. Higuma, M. Sudou, and J. Ichikawa, “16-level optical quadrature amplitude modulation using monolithic quad-parallel mach-zehnder optical modulator and signal transmission over 75-km single-mode fiber,” in *Lasers and Electro-Optics (CLEO) and Quantum Electronics and Laser Science Conference (QELS)*, pp. 1–2, 2010.
- [22] G.-W. Lu, T. Sakamoto, A. Chiba, T. Kawanishi, T. Miyazaki, K. Higuma, and J. Ichikawa, “Optical minimum-shift-keying transmitter based on a monolithically integrated quad mach-zehnder in-phase and quadrature modulator,” *Optics letters*, vol. 34, no. 14, pp. 2144–2146, 2009.
- [23] G.-W. Lu, T. Sakamoto, A. Chiba, T. Kawanishi, T. Miyazaki, K. Higuma, M. Sudo, and J. Ichikawa, “Monolithically integrated quad mach-zehnder IQ modulator for optical 16-QAM generation,” in *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, p. CPDA7, 2010.
- [24] G.-W. Lu, M. Sköld, P. Johannisson, J. Zhao, M. Sjödin, H. Sunnerud, M. Westlund, A. Ellis, and P. A. Andrekson, “40-Gbaud 16-QAM transmitter using tandem IQ modulators with binary driving electronic signals,” *Optics express*, vol. 18, no. 22, pp. 23062–23069, 2010.
- [25] Y. Li, Y. Zhang, Y. Huang, X. Yuan, J. Zhang, and D. Ding, “A novel 64-QAM optical transmitter driven by binary signals,” *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 126, no. 23, pp. 4401–4404, 2015.
- [26] H. Y. Choi, T. Tsuritani, H. Takahashi, W.-R. Peng, and I. Morita, “Generation and detection of 240-Gb/s PDM-64-QAM using optical binary synthesizing approach and phase-folded decision-directed equalization,” *Optics express*, vol. 20, no. 25, pp. 27933–27940, 2012.
- [27] R. Hui, K. R. Demarest, and C. T. Allen, “Cross-phase modulation in multipan WDM optical fiber systems,” *Journal of lightwave Technology*, vol. 17, no. 6, pp. 1018–1026, 1999.
- [28] M. Eiselt, “Limits on WDM systems due to four-wave mixing: A statistical approach,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 11, pp. 2261–2267, 1999.

- [29] F. Forghieri, R. Tkach, A. R. Chraplyvy, and D. Marcuse, "Reduction of four-wave mixing crosstalk in wdm systems using unequally spaced channels," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 6, pp. 754–756, 1994.
- [30] G. P. Agrawal, "Optical fiber communication systems," *Wiley*, vol. 2, 2003.
- [31] R.-J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, "Capacity limits of optical fiber networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, 2010.
- [32] R. Ramaswami, K. Sivarajan, and G. Sasaki, *Optical networks: a practical perspective*. Morgan Kaufmann, 2009.
- [33] M. Seimetz, *High-order modulation for optical fiber transmission*, vol. 143. Springer, 2009.
- [34] J. R. Barry, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, *Digital communication*. Springer Science & Business Media, 2004.
- [35] S. Walklin and J. Conradi, "Effect of Mach-zehnder modulator DC extinction ratio on residual chirp-induced dispersion in 10-Gb/s binary and AM-PSK duobinary lightwave systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 1400–1402, 1997.
- [36] D. Rörich, X. Wang, M. Bernhard, and J. Speidel, "Optimal modulation index of the Mach-zehnder modulator in a coherent optical OFDM system employing digital predistortion," in *Photonic Networks*, pp. 1–6, 2013.
- [37] H. Kim and A. H. Gnauck, "Chirp characteristics of dual-drive Mach-zehnder modulator with a finite DC extinction ratio," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 3, pp. 298–300, 2002.
- [38] H. Yamazaki, H. Takahashi, T. Goh, Y. Hashizume, T. Yamada, S. Mino, H. Kawakami, and Y. Miyamoto, "Optical modulator with a near-linear field response," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 16, pp. 3796–3802, 2016.
- [39] H. Yamazaki, T. Yamada, T. Goh, Y. Sakamaki, and A. Kaneko, "64-QAM modulator with a hybrid configuration of silica PLCs and LiNbO<sub>3</sub> phase modulators for 100-Gb/s applications," *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2009.
- [40] T. Sakamoto and A. Chiba, "Coherent synthesis of optical multilevel signals by electrooptic digital-to-analog conversion using multiparallel modulator," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1140–1149, 2010.

- [41] A. Chiba, T. Sakamoto, T. Kawanishi, K. Higuma, M. Sudo, and J. Ichikawa, “16-level quadrature amplitude modulation by monolithic quad-parallel Mach-zehnder optical modulator,” *Electronics letters*, vol. 46, no. 3, pp. 227–228, 2010.
- [42] S. Karimelahi and A. Sheikholeslami, “Quadrature amplitude modulation (QAM) using binary-driven coupling-modulated rings,” *Optics Communications*, vol. 366, pp. 354–361, 2016.
- [43] H. Yamazaki, T. Yamada, T. Goh, and S. Mino, “Multilevel optical modulator with PLC and LiNbO<sub>3</sub> hybrid integrated circuit,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NOFC)*, 2011.
- [44] T. Sakamoto, A. Chiba, and T. Kawanishi, “50-Gb/s 16 QAM by a quad-parallel Mach-zehnder modulator,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2007.
- [45] N. Kikuchi, K. Sekine, and S. Sasaki, “Proposal of inter-symbol interference (ISI) suppression technique for optical multilevel signal generation,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2006.
- [46] N. Kikuchi, “Intersymbol interference (ISI) suppression technique for optical binary and multilevel signal generation,” *Journal of lightwave technology*, vol. 25, no. 8, pp. 2060–2068, 2007.
- [47] S. Mino, H. Yamazaki, T. Goh, K. Tsuzuki, T. Saida, T. Ohyama, I. Ogawa, and K. Murata, “Functional integrated modulators and receivers utilizing PLC hybrid integration technology for coherent transmission,” *IEICE Electronics Express*, vol. 8, no. 20, pp. 1663–1677, 2011.
- [48] H. Yamazaki, T. Goh, T. Saida, and S. Mino, “Flexible-format modulator with a lattice configuration,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 167–174, 2013.
- [49] S. Mino, H. Miyazaki, T. Goh, and T. Yamada, “Multilevel optical modulator utilizing PLC-LiNbO<sub>3</sub> hybrid-integration technology,” *NTT Technical Review*, vol. 9, no. 3, pp. 1–7, 2011.
- [50] G.-W. Lu, T. Sakamoto, and T. Kawanishi, “Flexible high-order QAM transmitter using tandem IQ modulators for generating 16/32/36/64-QAM with balanced complexity in electronics and optics,” *Optics express*, vol. 21, no. 5, pp. 6213–6223, 2013.

- [51] T. Goh, H. Yamazaki, T. Kominato, and S. Mino, “Novel flexible-format optical modulator with selectable combinations of carrier numbers and modulation levels based on silica-PLC and LiNbO<sub>3</sub> hybrid integration,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/N OFC)*, 2011.
- [52] I. Fatadin, S. J. Savory, and D. Ives, “Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 20, pp. 1733–1735, 2008.
- [53] S. J. Savory, G. Gavioli, R. I. Killey, and P. Bayvel, “Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver,” *Optics Express*, vol. 15, no. 5, pp. 2120–2126, 2007.
- [54] S. J. Savory, “Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems,” *IEEE Journal of selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1164–1179, 2010.
- [55] F. Gardner, “A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers,” *IEEE Transactions on communications*, vol. 34, no. 5, pp. 423–429, 1986.
- [56] R. Johnson, P. Schniter, T. J. Endres, J. D. Behm, D. R. Brown, and R. A. Casas, “Blind equalization using the constant modulus criterion: A review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 1927–1950, 1998.
- [57] S. S. Haykin, *Adaptive filter theory*. Pearson Education India, 2008.
- [58] M. J. Ready and R. P. Gooch, “Blind equalization based on radius directed adaptation,” in *International Conference on acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 1699–1702, 1990.
- [59] A. Viterbi, “Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission,” *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 29, no. 4, pp. 543–551, 1983.
- [60] T. Pfau, S. Hoffmann, and R. Noé, “Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M -QAM constellations,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 8, pp. 989–999, 2009.
- [61] M. Y. Sowailem, T. M. Hoang, M. Morsy-Osman, M. Chagnon, D. Patel, S. Paquet, C. Paquet, I. Woods, O. Liboiron-Ladouceur, and D. V. Plant, “400-G single carrier 500-km transmission with an InP dual polarization IQ modulator,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 11, p. 1213, 2016.