

PETERSON ROCHA

“DEGRADAÇÃO DE SINAIS COM MODULAÇÃO NRZ-DQPSK E 16-QAM EM ENLACES PONTO A PONTO COM AMPLIFICADORES ÓPTICOS A SEMICONDUTOR”

“NRZ-DQPSK AND 16-QAM SIGNAL DEGRADATION IN FIBER LINKS WITH SEMICONDUCTOR OPTICAL AMPLIFIERS”

**CAMPINAS
2012**



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

PETERSON ROCHA

**“DEGRADAÇÃO DE SINAIS COM MODULAÇÃO
NRZ-DQPSK E 16-QAM EM ENLACES PONTO A
PONTO COM AMPLIFICADORES ÓPTICOS A
SEMICONDUTOR”**

***“NRZ-DQPSK AND 16-QAM SIGNAL DEGRADATION
IN FIBER LINKS WITH SEMICONDUCTOR OPTICAL
AMPLIFIERS”***

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Telecomunicações e Telemática.

Masters dissertation submitted to the Electrical Engineering Postgraduation Programme of the School of Electrical and Computer Engineering of the University of Campinas to obtain the Master Degree in Electrical Engineering.

Orientador: Prof. Dr. Evandro Conforti

Tutor: Professor Evandro Conforti

**ESTE EXEMPLAR CORRENPONDE À VERSÃO DA DISSERTAÇÃO
DEFENDIDA PELO ALUNO PETERSON ROCHA, E ORIENTADA
PELO PROF. DR. EVANDRO CONFORTI.**

Prof. Dr. Evandro Conforti

CAMPINAS, 2012.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

R582d
Rocha, Peterson
Degradação de sinais com modulação NRZ-DQPSK e 16-QAM em enlaces ponto a ponto com amplificadores ópticos a semicondutor / Peterson Rocha.
--Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Evandro Conforti.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Amplificadores óticos. 2. Comunicações óticas. 3. Dispositivos optoeletrônicos. 4. Modulação de fase. I. Conforti, Evandro, 1947-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: NRZ-DQPSK and 16-QAM signal degradation in fiber links with semiconductor optical amplifiers

Palavras-chave em Inglês: Optical amplifiers, Optical communications, Optoelectronics devices, Phase modulation

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Dalton Soares Arantes, Adriano Luís Toazza

Data da defesa: 26-07-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

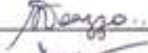
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Peterson Rocha

Data da Defesa: 26 de julho de 2012

Título da Tese: "Degradação de Sinais com Modulação NRZ-DQPSK e 16-QAM em Enlaces Ponto a Ponto com Amplificadores Ópticos a Semicondutor"

Prof. Dr. Evandro Conforti (Presidente): 

Prof. Dr. Adriano Luis Toazza: 

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes: 

Resumo

Modulações ópticas avançadas como DQPSK e QAM têm sido escolhidas por serem formatos multiníveis (dois bits ou mais por símbolo), aumentando a eficiência espectral de sistemas ópticos. Entretanto, o amplificador óptico a semicondutor (SOA) indicado principalmente para aplicações de média distância (da ordem de 20 km), pode degradar o sinal DQPSK e QAM. Sistemas de fase modulada (como o DQPSK) são afetados principalmente por SPM e XPM, devido ao ruído de fase não-linear adicionado à fase óptica do sinal. Visando analisar estes problemas, apresenta-se um estudo sobre os sinais NRZ-DQPSK e 16-QAM amplificados pelo SOA, bem como outros fatores que degradam tais sistemas, através de simulações com os *softwares* comerciais *OptiSystem* e *VPItransmissionMaker*. Nas simulações, resultados foram obtidos estando em acordo com a teoria e em acordo com o capítulo 3. Para o sistema DQPSK, o SOA degradou o sinal em todos cenários propostos para avaliar o sistema. O sinal NRZ-DQPSK apresentou maior penalidade quando o ganho do SOA foi de 20 dB. Efeitos não-lineares juntamente com a dispersão cromática limitam fortemente a distância do enlace, e ao compensar a dispersão cromática no enlace com maior penalidade em 56 Gbps, o sinal NRZ-DQPSK pôde trafegar por uma distância 10 vezes maior (de 5 km para 50 km) com uma BER de 10^{-12} . Para o sistema QAM, o sinal foi penalizado pelo SOA em todos os casos, e utilizando o SOA com ganho grampeado, os efeitos não-lineares foram minimizados, melhorando substancialmente o desempenho. Compensando a dispersão cromática e usando o SOA com ganho grampeado para o caso com maior penalidade, o sinal 16-QAM viajou a uma distância 16 vezes maior (3 km e 50 km).

Palavras-chave: amplificador óptico a semicondutor, automodulação de fase, modulação DQPSK, ruído de fase não-linear.

Abstract

High spectral efficiency is being achieved in modern optical fiber systems using multilevel optical modulation formats such as DQPSK and QAM, with more than one bit per symbol. However, amplifying devices such as the semiconductor optical amplifier (SOA) can degrade the DQPSK signal. In recent years SOAs have gained much attention (mainly in medium distance links, around 20 km) due to non-linear and fast switching potential applications (wavelength conversion, 3R regeneration, optical packet switching, etc.). In addition, the SOA under gain saturation further enhance deleterious nonlinear effects such as SPM, XGM, FWM, XPM. Phase modulated systems as DQPSK are affected mainly by SPM and XPM due to the nonlinear phase noise added to the controlled phase of the optical modulated signal. This work presents a study on the NRZ-DQPSK and 16-QAM signals when amplified by SOAs, analyzing the main factors degrading such systems through simulations using commercial *OptiSystem* and *VPItransmissionMaker* software. SOA showed degradation effects over DQPSK, with larger penalties to NRZ signals and optical gain over 20 dB. Non-linear effects and chromatic dispersion impose a maximum distance limit. In dispersion compensated links, 10 fold distances are achieved in relation to standard fibers (5 to 50 km) with BER= 10^{-12} . For 16 QAM, the penalties are still high. However, gain clamped SOAs have better performance with a 16 fold distance increase (3 km to 50 km).

Keywords: semiconductor optical amplifier, self-phase modulation, DQPSK modulation, nonlinear phase noise.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus, por sempre mostrar o caminho certo;

Ao Prof. Evandro, pela competente e dedicada orientação, realizada de forma gentil e amigável, para o desenvolvimento deste trabalho;

Ao Prof. Cristiano Gallep, por me colocar no caminho das comunicações ópticas, e pela ajuda me co-orientando.

Ao Prof. Aldário pelas aulas no curso de “Enlaces Ópticos”.

À CAPES, pelo apoio financeiro durante o mestrado.

À FAPESP, pela ajuda financeira na aquisição de equipamentos que serão utilizados em trabalhos futuros (via CEPOF).

À Padtec S.A., pela ajuda financeira na aquisição de equipamentos que serão utilizados em trabalhos futuros.

À OptiWave, pela licença gratuita cedida do *software OptiSystem*;

Ao amigo Rafael C., que desde o começo do mestrado, sempre estendeu a sua mão amiga.

Aos amigos, Thisien, Ernesto, Eduardo M., Eduardo B. e Andrea, pelas inúmeras dicas valiosas, pela ajuda de sempre, e pelas conversas no laboratório.

Aos amigos Napoleão e Marcelo, pela ajuda na revisão e formulação do texto deste trabalho, pelas pequenas aulas sobre diversos assuntos importantes, pela amizade, pelas boas conversas no laboratório.

Aos meus pais, Roberto (em memória) e Maria, pelos esforços sem medida, para que conseguíssemos realizar nossos sonhos.

Aos meus irmãos Paulo, Fábio, Mônica e meus avós, pela bondade, ajuda, amor e amizade.

Ao Edson, à Cynthia e ao pessoal da CPG/FEEC, por sempre, pacientemente, sanar minhas dúvidas.

À Fernanda, por sempre me incentivar, pelo carinho, pela ternura e sempre dizer que “tudo iria dar certo”.

Dedicatória

À minha mãe, que mesmo nos momentos difíceis, não nos abandonou, e com bravura, amor e alegria, nos criou.

Sumário

Resumo	iv
Abstract	v
Glossário	xv
Símbolos	xviii
1 Introdução	1
1.1 Estrutura da Dissertação	4
2 Fundamentação Teórica	5
2.1 Modulação em Domínio Óptico	5
2.1.1 Modulação por Chaveamento de Fase (PSK)	7
2.1.2 Modulação por Chaveamento de Fase Diferencial (DPSK)	9
2.1.3 Modulação por Chaveamento de Fase Diferencial em Quadratura (DQPSK) ...	11
2.1.4 Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM)	19
2.2 Amplificador Óptico a Semicondutor	22
2.2.1 Análise estática do ganho no SOA	26
2.2.1.1 Ganho do SOA não-saturado	26
2.2.1.2 Ganho do SOA saturado	28
2.2.2 Análise dinâmica do ganho no SOA	29
2.2.3 Efeitos não-lineares em SOA	34
2.2.3.1 Efeitos intrabanda	34
2.2.3.2 Efeitos interbandas	35
3 Degradação do Sinal Óptico	37
3.1 Perdas na Fibra Óptica	37
3.1.1 Atenuação	37

3.1.1.1	Absorção Material	38
3.1.1.2	Espalhamento Rayleigh	39
3.2	Dispersão Cromática.....	40
3.3	Não-linearidades.....	41
3.3.1	SPM em SOA.....	42
3.3.2	SPM em Fibras Ópticas	43
3.3.3	Espalhamento Estimulado da Luz.....	45
3.4	Ruído de Emissão Espontânea Amplificada.....	47
4	Simulações e Resultados para Sistema NRZ-DQPSK no <i>OptiSystem</i>	49
4.1	Simulações.....	49
4.1.1	Modelo e configuração para o software OptiSystem.....	49
4.2	Resultados.....	53
4.2.1	Comparação entre os modelos de SOA e <i>back-to-back</i>	53
4.2.2	Taxa de 10 Gbps	55
4.2.3	Taxa de 20 Gbps	56
5	Simulações e Resultados para Sistema NRZ-DQPSK no <i>VPItransmissionMaker</i>.....	57
5.1	Resultados.....	61
5.1.1	Taxa de 10 Gbps	61
5.1.2	Taxa de 20 Gbps	62
5.1.3	Taxa de 56 Gbps	63
6	Simulações e Resultados para Sistema 16-QAM no <i>VPItransmissionMaker</i>.....	66
6.1	Resultados para 56 Gbps.....	70
7	Conclusões e Trabalhos Futuros	72
	Referências Bibliográficas	75

Lista de Figuras

2.1	Esquema típico de um sistema de modulação em intensidade (OOK) [9].....	6
2.2	Esquema típico de um sistema de comunicações óptica de fase modulada [9].....	7
2.3	Ilustração de um modulador de fase [9].....	8
2.4	Desenho esquemático de um receptor PSK homódino [9].....	8
2.5	Diagrama esquemático de um receptor PSK heteródino [9].	9
2.6	Esquema de um transmissor de sinal óptico DPSK [9].....	10
2.7	Representação de constelação para modulação (a) OOK e (b) DPSK [10].	10
2.8	Desenho esquemático de um receptor DPSK de detecção direta [9].	11
2.9	Esquema de um do transmissor de sinal óptico DQPSK [12].....	12
2.10	Desenho de um pré-codificador para sinal DQPSK [9].	12
2.11	Desenho da estrutura de um modulador Mach-Zehnder [10].....	13
2.12	Função de transmissão de energia do modulador Mach-Zehnder [10].	14
2.13	Densidade espectral de potência para o sinal NRZ-DQPSK simulado para 20 Gbps.	15
2.14	Evolução do sinal NRZ-DQPSK no tempo simulado para 20 Gbps.	15
2.15	Fases para o sinal NRZ-DQPSK simulado em 20 Gbps, de acordo com os bits de entrada.	16
2.16	Diagrama de olho do sinal NRZ-DQPSK simulado para 20 Gbps.	17
2.17	Desenho de um receptor de detecção-direta para sinais DQPSK [12].....	17
2.18	Constelação para modulação 16-QAM, baseado em código Gray.....	19
2.19	Esquema de um transmissor 16-QAM [18].....	20
2.20	Receptor de detecção coerente homódino para sinal 16-QAM [18].	20
2.21	Atenuação típica de uma fibra monomodo em função do comprimento de onda [19].	22
2.22	Três possíveis aplicações de amplificadores ópticos como: (a) amplificador em linha, (b) reforço da potência do transmissor e (c) pré-amplificador para o receptor [2]	23

2.23	Tipos básicos de SOAs: (a) Fabry-Perot e (b) de onda viajante (TW-SOA) (c) fotografia do SOA de onda caminhante montado para experimentos, (d) e (e) fotografias de SOA de onda caminhante com ângulo de Brewster [19].	24
2.24	Processos de emissão espontânea, emissão estimulada e absorção [19].	26
3.1	Perfil de atenuação de uma fibra monomodo de sílica, bem como outros mecanismos de perda [31].	38
3.2	Digramas de olho demonstrando o efeito da atenuação em um sinal NRZ-DQPSK simulado em 20 Gbps: (a) antes da fibra e (b) depois da fibra, desconsiderando a dispersão cromática.	39
3.3	Digramas de olho demonstrando o efeito da dispersão cromática em um sinal NRZ-DQPSK simulado em 20 Gbps: (a) antes da fibra e (b) depois da fibra.	41
3.4	Diagrama de constelação de um sinal NRZ-DQPSK em 20 Gbps para: <i>back-to-back</i> (pontos azuis) e após o SOA (pontos vermelhos).	43
3.5	Diagrama de constelação de um sinal NRZ-DQPSK em 20 Gbps após trafegar por uma fibra de 35 km: sem SPM (pontos azuis) e com SPM (pontos vermelhos).	45
3.6	Diagrama de olho para um sinal NRZ-DQPSK simulado em 20 Gbps, com dispersão cromática: (a) sem SPM e (b) com SPM.	45
4.1	Desenho esquemático da configuração do sistema óptico NRZ-DQPSK simulado no <i>OptiSystem</i> com: 1) enlace com SOA e fibra, 2) enlace com apenas fibra, 3) b-t-b e 4) enlace com apenas SOA.	50
4.2	Desenho do transmissor NRZ-DQPSK montado no <i>OptiSystem</i> .	51
4.3	Desenho das quatro diferentes configurações de transmissão para o sinal óptico NRZ-DQPSK simuladas no <i>OptiSystem</i> : 1) enlace com SOA e fibra, 2) enlace com apenas fibra, 3) <i>back-to-back</i> e 4) enlace com apenas SOA.	51
4.4	Desenho do receptor NRZ-DQPSK montado no <i>OptiSystem</i> .	53
4.5	Comparação entre os modelos simples e banda larga de SOA e <i>back-to-back</i> , em taxas de transmissão de 20 (2x10), 40 (2x20) e 100 (2x 50) Gbps; constelações em destaque.	54
4.6	BER vs. potência óptica recebida para o sinal NRZ-DQPSK em 10 (2x5) Gbps: antes (<i>back-to-back</i>) e após amplificação pelo SOA, e para a propagação no enlace de fibra	

	(25 e 50 km) sem e com amplificação pelo SOA; constelações e diagramas de olho em detalhe.....	55
4.7	BER vs. potência óptica recebida para o sinal NRZ-DQPSK em 20 (2x10) Gbps: antes (<i>back-to-back</i>) e após amplificação pelo SOA, e para a propagação no enlace de fibra (5 e 10 km) sem e com amplificação pelo SOA; constelações e diagramas de olho em detalhe.	56
5.1	Desenho do transmissor NRZ-DQPSK montado no <i>VPItransmissionMaker</i>	57
5.2	Desenho dos quatro tipos de enlace de transmissão para o sinal óptico NRZ-DQPSK montado no <i>VPItransmissionMaker</i> : 1) enlace com SOA e fibra, 2) enlace com apenas fibra, 3) <i>back-to-back</i> e 4) enlace com apenas SOA.	58
5.3	Desenho do enlace de fibra (50 km) mais SOA (20 dB de ganho), simulado com fibras compensadoras de dispersão.	59
5.4	Desenho do receptor NRZ-DQPSK montado no <i>VPItransmissionMaker</i>	60
5.5	BER vs. potência óptica recebida para <i>back-to-back</i> , somente fibra (potência de entrada de -3, 7 e 17 dBm – fibra de 65 km), apenas SOA (ganho de 10 e 20 dB), e enlace de fibra (5 km) mais SOA (ganho 10 e 20 dB), em 10 (2x5) Gbps; diagramas de olho em detalhe.....	61
5.6	BER vs. potência óptica recebida para <i>back-to-back</i> , somente fibra (potência de entrada de -3, 7 e 17 dBm), apenas SOA (ganho de 10 e 20 dB – fibra de 35 km), e enlace de fibra (5 km) mais SOA (ganho 10 e 20 dB), em 20 (2x10) Gbps; diagramas de olho em detalhe.....	62
5.7	BER vs. potência óptica recebida para <i>back-to-back</i> , somente fibra (potência de entrada de -3, 7 e 17 dBm – fibra de 4,5 km), apenas SOA (ganho de 10 e 20 dB), e link de fibra (5 km) mais SOA (ganho 10 e 20 dB), em 56 (2x28) Gbps; diagramas de olho em detalhe.	63
5.8	BER vs. potência óptica recebida para o caso especial com link de fibra (5 km) mais SOA (ganho 20 dB) e link de fibra (50 km) mais SOA (ganho 20 dB) com fibras compensadoras de dispersão em 56 (2x28) Gbps; diagramas de olho em detalhe.....	64
6.1	Desenho do transmissor 16-QAM utilizado no <i>VPItransmissionMaker</i>	66

6.2	Desenho do enlace de transmissão para o sistema óptico 16-QAM montado no <i>VPItransmissionMaker</i> : 1) <i>back-to-back</i> , 2) enlace com SOA sem ganho grampeado, 3) enlace com SOA de ganho grampeado, 4) enlace com SOA de ganho grampeado e fibra e 5) enlace com SOA de ganho grampeado e fibra com controle de dispersão.....	67
6.3	Densidade espectral do sinal óptico com o ganho grampeado, com a portadora óptica em 193.1 THz e o laser de bombeio em 196 THz: a) ganho líquido de 3,55 dB, b) ganho líquido de 5,92 dB, c) ganho líquido de 7,83 dB e d) ganho líquido de 10,54 dB.	68
6.4	Desenho do Receptor 16-QAM montado no <i>VPItransmissionMaker</i>	69
6.5	BER vs. potência óptica recebida para o sinal óptico 16-QAM em 56 Gbps: <i>back-to-back</i> , sem ganho grampeado (+ SOA), com ganho grampeado (+ SOA G. G.- ganho líquido de 3,55; 5,92; 7,83 e 10,54 dB), com ganho grampeado e fibra (+ SOA G. G. + Fibra – ganho líquido de 3,55; 5,92; 7,83 e 10,54 dB e fibra de 3 km); diagramas de olho em detalhe..	70
6.6	BER vs. potência óptica recebida para o sinal óptico 16-QAM em 56 Gbps: com ganho grampeado e fibra (+ SOA G. G. + Fibra – ganho líquido de 10,54 dB e fibra de 3 km) e ganho grampeado e fibra compensadora de dispersão (+ SOA G. G + Fibra C. D – ganho líquido de 10,54 dB e fibra de 3 km.); diagramas de olho e constelação em detalhe..	71

Lista de Tabelas

2.1	Valores lógicos e de fase para uma dada sequência de entrada.	14
2.2	Fase ϕ_k de acordo com os dados I_k e Q_k na saída do transmissor DQPSK.	16
2.3	Sinal r_k e s_k recebidos na saída do receptor DPQSK.....	18
4.1	Parâmetros para os dois modelos de SOA testados.....	52
4.2	Parâmetros para a fibra utilizada.....	52
5.1	Parâmetros da fibra universal para transmissão de sinal não-linear.....	59
5.2	Parâmetros para o SOA do tipo MQW com baixa realimentação.....	59
5.3	Parâmetros para os blocos de pré e pós-compensação de dispersão.	60
6.1	Parâmetros para o SOA de onda viajante (TW SOA).	68
6.2	Ganho líquido do SOA, para potência do laser e corrente injeção no SOA.....	69

Glossário

ASE – *Amplified Spontaneous Emission* – emissão espontânea amplificada.

ASK – *Amplitude-shift Keying* – modulação por chaveamento de amplitude.

BER – *Bit-error Rate* – Taxa de erro de bit.

BPSK – *Binary Phase-shift Keying* – modulação por chaveamento binário de fase.

CD – *Chromatic Dispersion* – dispersão cromática.

CW – *Continuous Wave* – onda contínua.

DBPSK – *Differential Binary Phase-shift Keying* – modulação por chaveamento binário de fase diferencial.

DCF – *Dispersion Compensating Fiber* – fibra compensadora de dispersão.

DI – *Delay Interferometer* – interferômetro de atraso.

DPSK – *Differential Phase-shift Keying* – modulação por chaveamento de fase diferencial.

DQPSK – *Differential Quadrature Phase-shift Keying* – modulação por chaveamento de fase diferencial em quadratura.

DSP – *Digital Signal Processing* – processamento de sinal digital.

EDFA – *Erbium-doped Fiber Amplifier* – amplificador a fibra dopada com érbio.

FP-SOA – *Fabry-Perot SOA* – SOA Fabry-Perot

FSK – *Frequency-shift Keying* – modulação por chaveamento de frequência.

FWM – *Four-wave Mixing* – mistura de quatro ondas.

GVD – *Group Velocity Dispersion* – dispersão de velocidade de grupo.

IF – *Intermediate Frequency* – frequência intermediária.

IM/DD – *Intensity Modulation Direct Detection* – modulação por intensidade e detecção direta.

Laser – *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*.

LED – *Light Emitting Diode* – diodo emissor de luz.

LO – *Local Oscillator* – oscilador local.

MQW – *Multiple Quantum Well* – múltiplos poços quânticos.

MZ-DI – *Mach-Zehnder Delay Interferometer* – interferômetro de atraso Mach-Zehnder.

MZM – *Mach-Zehnder Modulator* – modulador Mach-Zehnder.

NRZ – *Non Return to Zero* – não retorno ao zero.

OOK – *On-off Keying* – modulação ligado-desligado.

OPLL – *Optical Phase-locked Loop* – laço de travamento de fase óptica.

OPS – *Optical Packet Switching* – chaveamento de pacotes ópticos.

OSNR – *Optical Signal-To-Noise Ratio* – relação sinal-ruído óptica.

PLL – *Phase-locked Loop* – laço de travamento de fase.

PRBS – *Pseudo-random Bit Sequence* – sequência de bit pseudo-aleatória.

PSK – *Phase-shift Keying* – modulação por chaveamento de fase.

QAM – *Quadrature Amplitude Modulation* – modulação de amplitude em quadratura.

QPSK – *Quadrature Phase-shift Keying* – modulação por chaveamento de fase em quadratura.

ROADM – *Reconfigurable Optical Add/drop Multiplexer* – multiplexador reconfigurável de inserção e remoção de canais ópticos.

SBS – *Stimulated Brillouin Scattering* – espalhamento estimulado Brillouin.

SMF – *Single Mode Fiber* – fibra monomodo.

SNR – *Signal-to-Noise Ratio* – relação sinal-ruído.

SOA – *Semiconductor Optical Amplifier* – amplificador óptico a semicondutor.

SPM – *Self-phase Modulation* – automodulação de fase.

SRS – *Stimulated Raman Scattering* – espalhamento estimulado Raman.

TW-SOA – *Traveling Wave SOA* – SOA de onda caminhante.

XGM – *Cross-gain Modulation* – modulação cruzada de ganho.

XPM – *Cross-phase Modulation* – modulação cruzada de fase.

WDM – *Wavelength Division Multiplexing* – multiplexação por divisão de comprimento de onda.

Símbolos

- a – ganho diferencial que relaciona o ganho a N
- $a_Q(t)$ – amplitude do sinal óptico na entrada do modulador QAM
- $A(z, t)$ – envoltória do pulso de variação lenta
- A_{eff} – área efetiva da fibra
- $A_S(t)$ – amplitude do sinal óptico na entrada do modulador DQPSK
- b_k – valores binários (0, 1)
- c – velocidade da luz no vácuo
- d – distância entre os eletrodos
- d_k – sinal que impulsiona o modulador
- d_{k-1} – símbolo anterior
- D – coeficiente de difusão de portadores
- D_c – parâmetro de dispersão cromática
- E – intervalo de energia
- \vec{E} – vetor campo elétrico
- $E(t_k)$ – sinal óptico NRZ-DQPSK na saída do transmissor
- $E(x, y, z, t)$ – campo elétrico dentro do amplificador
- $E_{QAM}(t)$ – sinal QAM
- $E_S(t)$ – campo do sinal óptico
- E_{sat} – energia de saturação
- E_z – campo elétrico aplicado ao longo da direção z
- E_0 – amplitude do sinal DQPSK
- E_1 – nível de energia da camada de valência
- E_2 – nível de energia da camada de condução
- f – frequência
- f_0 – frequência de transição atômica
- $F(x, y)$ – distribuição modal do guia de onda
- $g(\omega)$ – coeficiente de ganho longitudinal
- g_B – coeficiente de ganho do Brillouin
- g_R – coeficiente de ganho do Raman

g_0 – ganho de pico do amplificador
 G_A – ganho do amplificador
 G_{A0} – valor não saturado do fator de amplificação
 h – constante de Planck
 \hbar – constante reduzida de Planck
 $h(\tau)$ – ganho integrado em cada ponto do perfil do pulso
 $\hbar\omega_0$ – energia do fóton
 I – corrente injetada na cavidade
 I_k – componente em fase do sinal DQPSK
 $I_Q(t)$ – componente em fase do sinal QAM
 $I^*(t)$ – sinal recebido no ramo superior do receptor QAM
 I_{k-1} – componente em fase anterior
 I_S – intensidade de Stokes
 I_P – intensidade de bombeio
 I_0 – corrente de transparência
 k – ésimo bit da sequência de entrada no modulador DQPSK
 L – comprimento do amplificador
 L_{eff} – comprimento efetivo da fibra
 L_i – comprimento de interação
 n_b – índice de refração de fundo
 n_g – índice de grupo
 n_1 – ruído shot na saída do ramo superior do receptor QAM
 n_Q – ruído shot na saída do ramo inferior do receptor QAM
 n_r – índice de refração
 n_{r0} – índice de refração para pequenos sinais
 \bar{n} – índice de refração efetivo
 n'_r – índice de refração da fibra
 \bar{n}_2 – coeficiente de índice não-linear
 n_0 – índice de refração na ausência de luz
 N – densidade de portadores por unidade espacial de volume
 N_0 – densidade de portadores na transparência
 P – potência do sinal incidente
 $P(z)$ – potência do sinal a uma distância z da entrada
 $P(z, \tau)$ – potência do pulso
 P_c – potência do sinal óptico
 P_{in} – potência do sinal de entrada

$P_{in/fibra}$ – potência na entrada da fibra
 P_{LO} – potência do oscilador local
 P_{out} – potência de saída
 $P_{out/fibra}$ – potência na saída da fibra
 P_{sat} – potência de saturação
 P_{out}^{sat} – potência de saturação de saída
 Q_k – componente em quadratura do sinal DQPSK
 Q_{k-1} – componente em quadratura anterior
 $Q_Q(t)$ – componente em quadratura do sinal QAM
 $Q^*(t)$ – sinal QAM recebido no ramo inferior do receptor
 R – responsividade do fotodiodo
 $r(t_k)$ – sinal DQPSK recebido na saída do ramo superior do receptor DQPSK
 $s(t_k)$ – sinal DQPSK recebido na saída do ramo inferior do receptor DQPSK
 $S(\omega)$ – espectro do pulso na saída do SOA
 r_{33} – coeficiente eletro-óptico
 t – tempo
 t_{k-1} – tempo do símbolo anterior
 T_2 – tempo de relaxação do dipolo
 $T_E(V_1, V_2)$ – função de transferência do modulador Mach-Zehnder
 u_k – sequência de bits pseudo-aleatórios
 v_k – sequência de bits pseudo-aleatórios
 v_g – velocidade de grupo
 V_{ra} – volume da região ativa
 V_1 – tensão aplicada no modulador MMZ
 V_2 – tensão aplicada no modulador MZM
 V_π – voltagem para fornecer um chaveamento de fase de 180°
 V – voltagem aplicada
 \hat{x} – vetor unitário de polarização
 z – posição ao longo da cavidade
 α – coeficiente de atenuação
 α_H – fator de alargamento de linha (*linewidth enhancement factor*)
 α_{int} – perda interna por unidade de comprimento
 β e β_0 – constante de propagação
 β_2 – dispersão de velocidade de grupo
 β_3 – parâmetro de dispersão cromática de terceira ordem

Γ – fator de confinamento
 ε – permissividade do meio
 Δn – mudança do índice de refração
 Δv_A – largura de banda do amplificador
 $\Delta\phi_k$ – diferença de fase entre dois símbolos consecutivos
 $\Delta\phi_0$ – fase deslocada sobre o comprimento de interação
 Δv_g ou $\Delta\omega_g$ – largura de banda do ganho
 λ_c – comprimento de onda do sinal no vácuo
 τ – atraso diferencial
 τ_{eff} – tempo de vida efetivo de portadores
 $\phi(L, \tau)$ – fase não-linear do pulso na saída do SOA
 $\phi(V_1)$ – mudança de fase no braço superior do MZM
 $\phi(V_2)$ – mudança de fase no braço inferior do MZM
 $\phi(z, \tau)$ – fase do pulso
 $\phi(0, \tau)$ – fase do pulso na entrada do SOA
 $\phi(t_k)$ – fase do símbolo
 $\phi(t_{k-1})$ – fase do símbolo anterior
 ϕ_{nl} – deslocamento de fase não-linear
 ϕ_{in} – fase do sinal de entrada
 ϕ_{NL} – deslocamento de fase não-linear na fibra
 ϕ_{out} – fase do sinal de saída
 $\phi_s(t)$ – fase do sinal óptico
 γ – coeficiente não-linear da fibra
 χ – susceptibilidade do meio
 $\varphi(t)$ – fase da portadora óptica
 φ_c – fase inicial da portadora óptica
 φ_{LO} – fase inicial do oscilador local
 φ_{NC} – ruído de fase da portadora
 φ_{NLO} – ruído de fase do oscilador local
 ψ – deslocamento de fase adicional constante
 τ_c – tempo de vida dos portadores elétricos
 ω – frequência angular do sinal incidente
 ω_c – frequência da portadora óptica
 ω_{D0} – frequência do sinal na qual a GVD é avaliada
 ω_{LO} – frequência do oscilador local
 ω_0 – frequência angular de transição atômica

Capítulo 1

Introdução

A crescente demanda por largura de banda em sistemas ópticos tem requerido significativo aumento das taxas de transmissão de informação (dados, multimídia, áudio, vídeos, etc) [1]. Muitas técnicas foram e estão sendo desenvolvidas para suprir as necessidades mundiais supracitadas. Nesse contexto, surgiram vários elementos e dispositivos que representam a evolução na tecnologia de comunicações. Em particular, a invenção do laser, na década de 60, e a proposta, em 1966, de usar a fibra óptica para guiar a luz do laser a diodo em longas distâncias consubstanciaram o aparecimento das comunicações ópticas. Desde então, muito esforço e incessantes pesquisas têm sido realizadas, destacando-se aqui as fibras de última geração que possuem uma atenuação menor que 0,2 dB/km, em comparação com as fibras de 1970, que atenuavam o sinal em 20 dB/km [2].

Mesmo a fibra de baixa atenuação, após certa distância o sinal precisa ser recuperado e, para tal, repetidores opto-eletrônicos foram introduzidos para regenerar o sinal e compensar as perdas de potência. Para aumentar ainda mais a distância entre tais repetidores, em 1980, sistemas de onda de luz coerente (*coherent lightwave systems*) foram desenvolvidos para melhorar a sensibilidade do receptor. Entretanto, seu uso comercial foi adiado com o aparecimento dos amplificadores ópticos a fibra dopada com terras raras em 1989. Concomitante ao aparecimento dos amplificadores a fibra, surgiram os sistemas de multiplexação por divisão em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing – WDM*), com o aumento dos canais transmitidos na fibra e, conseqüentemente, a taxa total de bits transmitidos, devido ao melhor aproveitamento da banda disponível na fibra óptica [2]. O aumento do número de canais com a técnica WDM exigiu o aumento multiplicativo dos regeneradores, uma vez que cada canal WDM exigia seu próprio regenerador, devido aos problemas de recuperação de sincronismo dos bits nas conversões opto-elétrica e eletro-óptica. Sendo assim, nos repetidores, era necessário converter o sinal do domínio óptico para o domínio elétrico, para ser feita a reformatação, reamplificação e retemporização do

sinal, conhecida como regeneração 3R, para, posteriormente, o sinal ser novamente convertido para o domínio óptico. Como a taxa de transmissão começou a superar a capacidade dos repetidores em realizar tal regeneração 3R, formou-se um impasse que só foi solucionado com o aparecimento dos amplificadores a fibra, pois estes podiam amplificar todos os canais WDM ao mesmo tempo, tudo no domínio óptico, sem as conversões optoeletrônicas. Neste contexto, outro amplificador vem ganhando espaço em determinadas aplicações, principalmente nas redes de acesso para as quais as distâncias envolvidas são quase sempre inferiores a 20 km. Trata-se do amplificador óptico a semicondutor (*semiconductor optical amplifier* – SOA), que pode fazer a amplificação do sinal no domínio óptico e regeneração 2R [3].

Além das aplicações de amplificação do sinal, os efeitos não-lineares presentes no SOA podem ser úteis nos sistemas de chaveamento dos canais WDM empregando a tecnologia de conversão de comprimento de onda. Estes sistemas podem empregar a modulação cruzada de ganho (*cross gain modulation* – XGM), a modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation* – XPM) ou a mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* – FWM). Para tal, o SOA deve estar operando no regime de saturação do seu ganho. Outra aplicação potencial do SOA é sua utilização como chave óptica, que exige propriedades como alta velocidade de operação, menor complexidade de circuito, baixo consumo de energia e capacidade de integração. Nesse contexto, o SOA é empregado como portas ópticas em chaveamento de pacotes (*optical packet switching* – OPS) [4, 5]. Apesar de toda essa evolução, aumentar a velocidade de transmissão de dados implica em obter soluções que possam sanar as dificuldades advindas deste aumento. Em comunicações ópticas, problemas como a dispersão cromática e os efeitos não-lineares, já citados para o SOA, também ocorrem na fibra óptica. A dispersão cromática, que ocorre em função da dispersão de velocidade de grupo, afeta o pulso óptico alargando-o temporalmente. O aumento do seu valor é diretamente proporcional ao aumento da taxa de bits. Os efeitos não-lineares XPM, XGM, FWM e a automodulação de fase (*self-phase modulation* – SPM) são indesejáveis em sistemas WDM, quando estes agem de forma a degradar o sistema óptico. Em particular, a ocorrência dos efeitos XPM, XGM e FWM faz com que os canais dentro da fibra interfiram entre si, ocasionando uma mistura das informações dos canais, conseqüentemente prejudicando o desempenho do sistema. Já a SPM pode ocorrer independentemente de outros canais presentes, ou seja, ela ocorre dentro de seu próprio canal. Estes efeitos se tornam ainda mais importantes à medida que a potência do laser precisa ser aumentada, visando ao aumento da distância entre

amplificadores assim como à melhoria da relação sinal-ruído, esta última exigida nas novas aplicações de modulação coerentes tipo QAM (modulação em amplitude com vários níveis ópticos de intensidade).

Diante de todos os problemas já citados, entre outros que não foram citados, a busca para melhorar a capacidade de transmissão, e assim suprir toda a necessidade da crescente demanda por largura de banda é incessante. Aproveitar a banda disponível na fibra óptica é uma maneira de aumentar a capacidade de transmissão e reduzir os custos. Diminuir o espaçamento entre os canais e aumentar o número de canais seria uma forma alternativa, mas também implica em aumentar a probabilidade de interferência entre os canais, bem como, a alta potência global proporcionaria o agravamento dos efeitos não-lineares. Aumentar a taxa de transmissão de bits dos canais seria outra maneira, mas aumentaria os efeitos da dispersão cromática. Tudo isso se resume em melhorar a eficiência espectral de um sistema óptico. Eficiência espectral é definida como a razão da taxa de bits pela largura de banda utilizada pelo sinal, medida em b/s/Hz [6]. Uma opção para se conseguir isso é o formato de modulação utilizado. Hoje em dia, sistemas modulados em intensidade, ou *on-off keying* (OOK), em teoria podem alcançar 1 b/s/Hz, mas na prática sua eficiência espectral é em torno de 0,4 b/s/Hz. Esse tipo de modulação é amplamente utilizado, sendo o mais simples de ser implementado. Entretanto, possui algumas desvantagens como baixa sensibilidade no receptor, baixa seletividade e baixa eficiência espectral [6].

Outros formatos de modulação foram ou ainda estão em desenvolvimento, buscando melhorar a eficiência espectral, empregando técnicas de modulação coerentes como PSK, DPSK, DQPSK e QAM. O sistema DQPSK é um formato de modulação multinível, que devido à sua largura de banda estreita, oferece maior tolerância à dispersão cromática, além de robustez à filtragem óptica. Sua largura de banda é menor em relação ao DPSK, uma vez que sua taxa de símbolos é a metade da taxa de bits desse formato, melhorando a sua eficiência espectral [1].

Uma maneira de aumentar a capacidade de sistemas de comunicações ópticas é utilizar sinais com maior eficiência espectral, como o sinal DQPSK e QAM. Este trabalho tem por objetivo estudar e analisar os formatos de modulação multinível avançados, como o DQPSK e QAM, quando estes são amplificados pelo amplificador óptico a semicondutor (SOA). Para isso, sinais NRZ-DQPSK e 16-QAM foram gerados e avaliados numericamente. O sinal NRZ-DQPSK foi avaliado computacionalmente em diferentes taxas (10, 20 e 56 Gbps), e o 16-QAM em taxa única de 56 Gbps.

1.1 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação divide-se da seguinte maneira:

- Capítulo 2: este capítulo apresenta conceitos teóricos sobre diferentes tipos de modulação como OOK, PSK, DPSK, DQPSK e 16-QAM, mostrando suas características de funcionamento. Apresenta-se uma breve descrição do SOA, bem como uma explicação do seu funcionamento de acordo com equações matemáticas. Finalmente, são apresentados os efeitos não-lineares presentes no SOA operando em regime não-linear.
- Capítulo 3: neste capítulo, são apresentados alguns fatores que degradam um sinal óptico e que prejudicam o desempenho de um sistema de comunicações ópticas. Aqui, fatores como atenuação, dispersão cromática, SPM na fibra e no SOA, espalhamento da luz (SBS e SRS), são apresentados.
- Capítulo 4: Simulações foram realizadas para um sinal NRZ-DQPSK em taxas de 10 e 20 Gbps, utilizando o *software* comercial *OpitSystem*. Diferentes cenários (*back-to-back*, apenas SOA, apenas fibra e SOA com fibra) foram utilizados para avaliar o sinal, comparando e analisando os resultados obtidos.
- Capítulo 5: Simulações utilizando outro *software* comercial foram realizadas. As necessidades de mudança decorreram da versão acadêmica disponível para o *software* *OptiSystem*, com desempenho inferior ao *software* *VPItransmissionMaker*, posteriormente adquirido e que apresenta maior diversidade de dispositivos disponíveis para uso. Então, um sinal NRZ-DQPSK foi simulado em taxas de 10, 20 e 56 Gbps, nos mesmos cenários que o Capítulo 4, com o diferencial de usar o SOA com regime de operação de ganhos diferentes (10 e 20 dB). Os resultados também são discutidos no próprio capítulo.
- Capítulo 6: Simulações para um sinal 16-QAM foram realizadas, também utilizando o *software* *VPItransmissionMaker* em taxa única de 56 Gbps. São utilizados cenários como *back-to-back*, apenas SOA, SOA com ganho grampeado, SOA com ganho grampeado mais fibra e SOA com ganho grampeado mais fibra compensadora de dispersão. Os resultados são discutidos no capítulo.
- Capítulo 7: considerações finais sobre as simulações e resultados obtidos são apresentados, bem como propostas de novos trabalhos.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Neste capítulo, são apresentados aspectos teóricos relativos a alguns sistemas de comunicações ópticas de fase modulada como: modulação por chaveamento de fase (*phase-shift keying* - PSK), modulação por chaveamento de fase diferencial (*differential phase-shift keying* - DPSK), e sistema multinível como: modulação por chaveamento de fase diferencial em quadratura (*differential quadrature phase-shift keying* - DQPSK) e modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* - QAM). Apresenta-se também, uma abordagem geral sobre os conceitos e equações do amplificador óptico a semicondutor (*semiconductor optical amplifier* – SOA), e conceitos sobre efeitos não-lineares inerentes a esse dispositivo, que podem degradar o desempenho dos sistemas ópticos supracitados.

2.1 Modulação em Domínio Óptico

No ambiente das telecomunicações, as informações têm origem em diversas fontes tais como vídeo, áudio, fotos, voz e dados. Em particular, nos sistemas digitais, as informações são convertidas em uma sequência de dígitos binários, para serem transmitidas através de um canal de comunicação. A camada física de um canal de comunicação pode ser um par de fios, um cabo coaxial, uma fibra óptica ou o espaço livre (atmosfera). Devido às suas características físicas, cada canal possui uma faixa limitada de frequências disponíveis a qual possibilita a transmissão da informação em determinada largura de banda. Uma maneira apropriada de utilizar essa faixa ou banda de frequências é por meio da modulação digital, na qual um sinal que contém a informação (sinal modulante) é “incorporado” em outro sinal (portadora).

A modulação digital pode ser realizada por modificação discreta de alguns parâmetros da portadora, como a amplitude (*amplitude-shift keying* – ASK), a fase (*phase-shift keying* – PSK) e a frequência (*frequency-shift keying* – FSK). O processo pelo qual a informação é recuperada no receptor é chamado de demodulação [7, 8]. Os esquemas de modulação referidos anteriormente,

bem conhecidos no contexto histórico dos sistemas de comunicação de rádio e micro-ondas, também podem ser implementados em sistemas de comunicações ópticas, e assim, utilizar a amplitude, a fase e a frequência de uma portadora óptica para transmitir a informação. Uma vez que a fase coerente da portadora óptica desempenha papel importante para esses esquemas de modulação, tais sistemas são chamados de sistemas de onda de luz coerente (*coherent lightwave systems*). O sinal óptico transmitido é detectado usando técnicas de detecção homódina ou heteródina [2].

A Figura 2.1, mostra o desenho esquemático de um método simples de modulação digital na qual a informação é transmitida pela alteração digitalizada da intensidade da luz e posteriormente recuperada usando um fotodiodo, conhecido como *on-off keying* (OOK) ou *intensity-modulation/direct-detection* (IM/DD) [9].

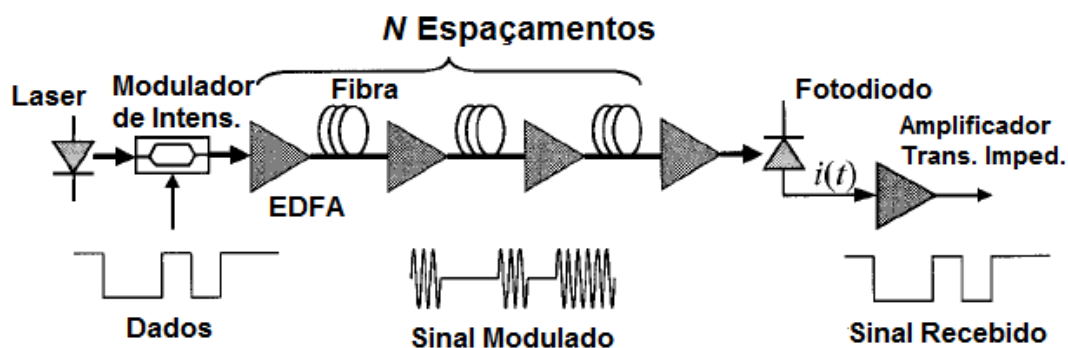


Figura 2.1: Esquema típico de um sistema de modulação de intensidade (OOK) [9].

O sistema de modulação ASK é também chamado de *on-off keying* (OOK) e é semelhante ao sistema IM/DD. A diferença de implementação entre os dois consiste na maneira de modular a intensidade da luz, sendo que na modulação IM/DD o fluxo de bits é modulado diretamente em um diodo emissor de luz (*light emitting diode* - LED) ou laser semiconductor. Na modulação ASK, o fluxo de bits é modulado utilizando um modulador externo [2]. A razão dessa necessidade é que para a modulação ASK, a fase do sinal recebido deve ser aproximadamente constante, uma vez que o sistema é coerente. Em contra partida, as mudanças de fase que ocorrem quando na modulação IM/DD a amplitude muda, não são “vistas” pelo fotodetector, ou seja, o fotodetector somente responde à potência óptica do sinal [2]. A seguir, apresentam-se os formatos de modulação que utilizam a fase da portadora para transmitir a informação. Primeiramente são apresentados de maneira geral os formatos de modulação PSK e DPSK. Posteriormente de maneira mais detalhada é apresentado o formato de modulação multinível

DQPSK. Finalmente, é apresentado o formato de modulação também multinível QAM, que além de transmitir a informação na fase, transmite a informação também na amplitude da portadora.

2.1.1 Modulação por Chaveamento de Fase (PSK)

Como citado anteriormente, uma portadora óptica pode transmitir a informação em sua fase, assim como o sistema PSK visto na Figura 2.2.

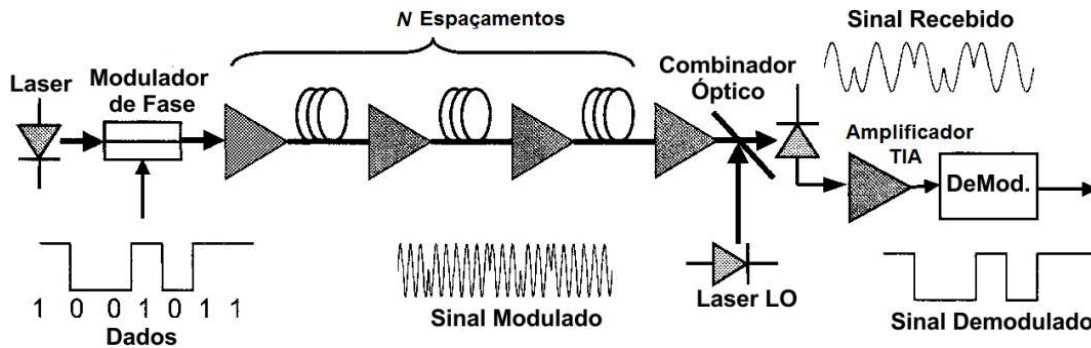


Figura 2.2: Esquema típico de um sistema de comunicações óptica de fase modulada [9].

Podemos representar um sinal óptico usando a notação complexa como [2]:

$$E_s = A_s \exp[-i(\omega_c t + \phi_s)] \quad (2.1)$$

tomando a parte real,

$$E_s(t) = A_s(t) \exp[\omega_c t + \phi_s(t)] \quad (2.2)$$

na qual ω_c é a frequência da portadora, A_s é a amplitude e ϕ_s é a fase. A fase ϕ_s pode ter dois valores, 0 e π , caracterizando a modulação PSK também conhecida como modulação por chaveamento binário de fase (*binary phase shift keying* – BPSK) [2]. Um cristal eletro-óptico de niobato de lítio (LiNbO_3) pode ser utilizado, e quando um campo elétrico é aplicado ao longo do eixo-z do cristal, o índice de refração do material é mudado por [9]:

$$\Delta n = \frac{1}{2} n_r^3 r_{33} E_z \quad (2.3)$$

onde r_{33} é o coeficiente eletro-óptico para uma mudança do índice de refração n_r , para a luz propagando ao longo da direção-z, e E_z é o campo elétrico aplicado ao longo da direção z.

A fase total deslocada sobre o comprimento de interação L_i é [2]:

$$\Delta\phi_0 = \frac{2\pi\Delta n L_i}{\lambda_c} = \pi n_r^3 r_{33} \frac{V L_i}{d \lambda_c} \quad (2.4)$$

onde V é a voltagem aplicada, d é a distância entre os eletrodos e λ_c é comprimento óptico do sinal no vácuo. A voltagem necessária para fornecer uma mudança de fase de 180° é [2]:

$$V_\pi = \frac{d \lambda_c}{n_r^3 r_{33} L_i}. \quad (2.5)$$

O modulador de fase visto na Figura 2.3, é o dispositivo responsável pelas mudanças de fase do sinal óptico, no qual é capaz de mudar a fase da portadora óptica em resposta a uma voltagem aplicada.

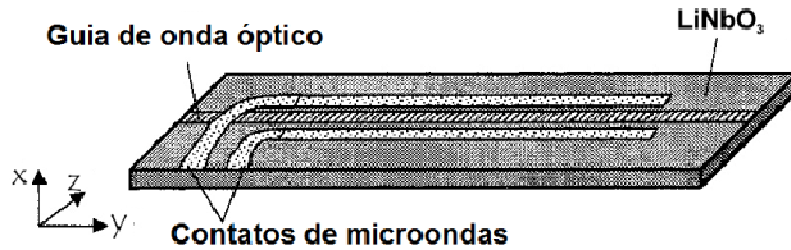


Figura 2.3: Ilustração de um modulador de fase [9].

A Figura 2.4 mostra um receptor coerente homódino para sinais PSK. No receptor homódino um laço de travamento de fase óptica (*optical phase-locked loop – OPLL*) é requerido, para travar a fase do laser oscilador local (*local oscillator – LO*) com a fase do laser transmissor, tornando suas frequências iguais.

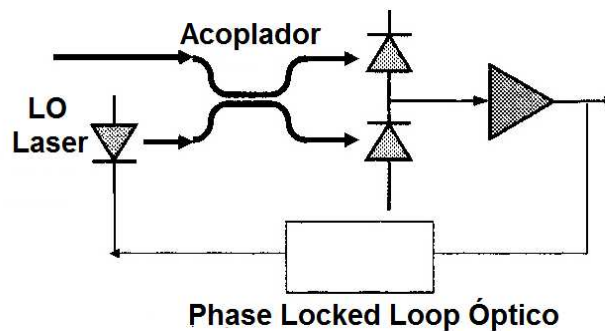


Figura 2.4: Desenho esquemático de um receptor PSK homódino [9].

A Figura 2.5 mostra um receptor heteródino para sinais PSK, onde o sinal do laser LO interfere com o sinal recebido gerando uma frequência intermediária (*intermediate frequency* – IF), que representa a diferença entre a frequência do laser e a frequência do laser LO. O travamento de frequência é necessário para fixar a IF e, então, se utiliza um PLL (*phase-locked loop*) operando na frequência angular ω_{IF} para recuperar a fase transmitida. Nos dois casos são utilizados receptores com fotodetectores balanceados que, dentre muitas vantagens, diminuem o ruído do laser LO e fornece maior potencia do sinal, do que o receptor com apenas um fotodetector. Além disso, nos dois modelos de receptor, um polarizador também é requerido para filtrar o ruído de polarização ortogonal ao sinal.

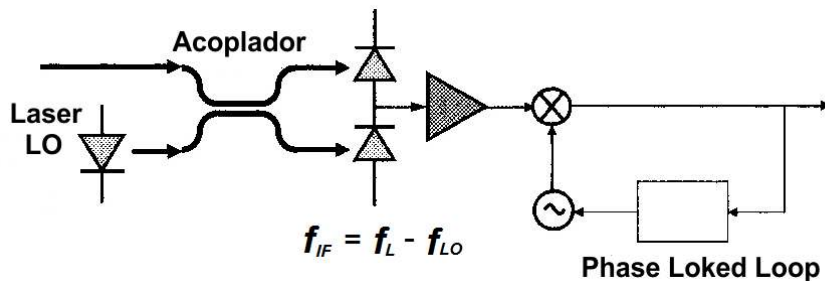


Figura 2.5: Diagrama esquemático de um receptor PSK heteródino [9].

Devido ao PLL requerido, o receptor PSK homódino é mais complexo do que o receptor heteródino, uma vez que é mais complicado em se manter as frequências travadas igualmente. Dessa maneira, seu modelo dificilmente é implementado [9].

2.1.2 Modulação por Chaveamento de Fase Diferencial (DPSK)

Devido à falta de uma referência de fase absoluta em receptores de detecção-direta, a fase do bit anterior é utilizado como uma referência de fase relativa para demodulação. Isso resultou no formato de modulação por chaveamento de fase diferencial DPSK, também chamado de modulação por chaveamento binário de fase diferencial (*differential binary phase-shift keying* – DBPSK), que possui a informação nas mudanças de fase óptica entre bits consecutivos. Usando a detecção balanceada, o sistema DPSK tem a vantagem de necessitar uma relação sinal-ruído óptico (OSNR) inferior ao do OOK, para chegar a uma taxa de erro de bit (*bit-error rate* - BER) [10].

A Figura 2.6 mostra a estrutura básica de um transmissor de sinal óptico DPSK, onde os dados de entrada são pré-codificados por uma porta lógica Ou-Exclusivo (*exclusive* - OR). Com o

uso do pré-codificador, o receptor DPSK não necessita de decodificação especial [9]. Os transmissores DPSK também podem ser implementados usando-se moduladores Mach-Zehnder, não comentados nessa subseção.

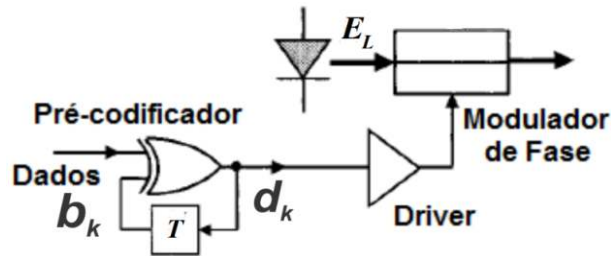


Figura 2.6: Esquema de um transmissor de sinal óptico DPSK [9].

A porta lógica OU-Exclusivo é realimentada por um tempo de símbolo ou bit T e, se d_k denota o sinal que impulsiona o modulador e b_k denota os valores binários (0, 1) de entrada, a relação entre eles é dada por [9]:

$$d_k = d_{k-1} \oplus b_k \quad (2.6)$$

onde d_{k-1} representa o símbolo anterior, e \oplus representa a operação lógica Ou-Exclusivo. Outras variações de pré-codificador também podem ser usadas como Ou-Exclusivo negado (X-NOR). A Figura 2.7 mostra a representação das mudanças de fase que ocorrem entre os bits consecutivos.

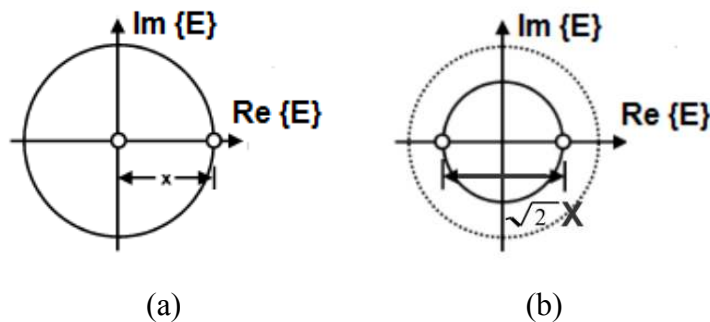


Figura 2.7: Representação de constelação para modulação (a) OOK e (b) DPSK [10].

A Figura 2.8 mostra o desenho de um receptor DPSK de detecção direta usando um interferômetro Mach-Zehnder assimétrico. O sinal é dividido em dois caminhos (ou braços) onde em um dos caminhos existe um atraso de período T , que é equivalente ao tempo de 1 bit. Este pré-processamento óptico é necessário na detecção direta para realizar a demodulação, uma vez que a fotodetecção é insensível à fase óptica, onde o fotodetector converte apenas a potência do

sinal óptico em um sinal elétrico. Na saída do interferômetro Mach-Zehnder assimétrico ou interferômetro de atraso (*delay interferometer* – DI), os dois bits adjacentes se interferem de forma construtiva ou destrutiva, dependendo da fase óptica entre eles. Assim, se a interferência for construtiva, haverá energia na saída do DI e, não haverá energia se a interferência for destrutiva [10].

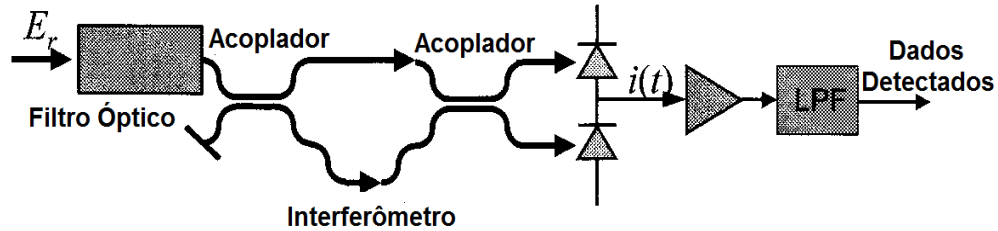


Figura 2.8: Desenho de um receptor DPSK de detecção direta [9].

Pela mesma razão, as duas portas de saída do DI apresentam trens de bits idênticos, mas logicamente invertidos. Idealmente, uma das portas de saída DI é ajustado para interferência destrutiva na ausência de modulação de fase (porta destrutiva), enquanto que a outra porta de saída automaticamente apresenta interferência construtiva devido à conservação de energia (porta construtiva). Em princípio, uma das duas portas de saída do DI é suficiente para detectar o sinal DPSK. Entretanto, a vantagem de 3 dB na sensibilidade é somente conseguida para detecção balanceada [10]. Posteriormente, usa-se um filtro elétrico passa-baixas para reduzir o ruído proveniente dos fotodetectores.

2.1.3 Modulação por Chaveamento de Fase Diferencial em Quadratura (DQPSK)

Nesta subseção, será dada uma maior atenção ao formato de modulação multinível DQPSK, mostrando-se maiores detalhes. A Figura 2.9 representa a estrutura de um transmissor de sinal óptico DQPSK que é o mais citado na literatura. O modulador DQPSK (representado pela linha pontilhada), é um modulador para modulação do tipo multinível, ou seja, no caso de DQPSK dois bits são transmitidos por símbolo. Modulação DQPSK oferece maior flexibilidade para projetistas de sistemas, mas a implementação do transmissor coloca desafios para os fabricantes de componentes, desde a concatenação de vários estágios de moduladores até a um rígido controle de desempenho. A integração de múltiplos estágios em um único chip é vantajosa pela estabilidade, pela montagem e perdas ópticas globais reduzidas [11].

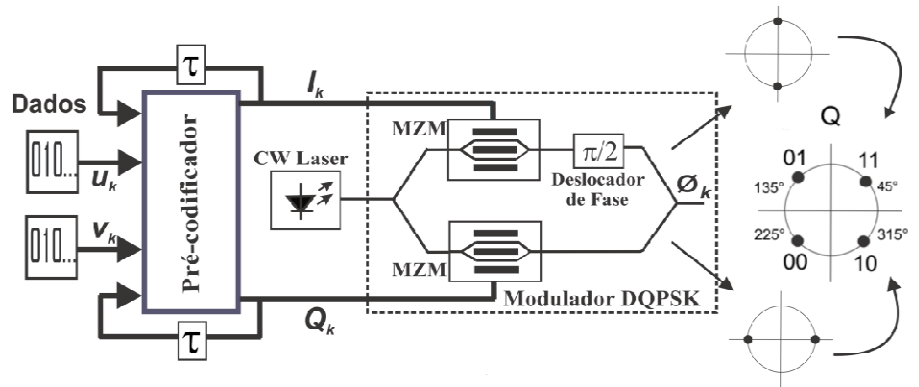


Figura 2.9: Esquema de um do transmissor de sinal óptico DQPSK [12].

Após os dados (u_k e v_k) de entrada serem codificados pelo pré-codificador, estes são transformados nos dados codificados (I_k e Q_k), que são utilizados para acionar os dois moduladores. A operação lógica simplificada para minimizar o número de portas lógicas do pré-codificador é dada por [9]:

$$I_k = \overline{u_k \oplus v_k} \cdot \overline{v_k \oplus I_{k-1}} + (u_k \oplus v_k) \cdot \overline{v_k \oplus Q_{k-1}}. \quad (2.7)$$

$$Q_k = \overline{u_k \oplus v_k} \cdot \overline{v_k \oplus Q_{k-1}} + (u_k \oplus v_k) \cdot (v_k \oplus I_{k-1}). \quad (2.8)$$

A Figura 2.10 representa um pré-codificador para sinal DQPSK.

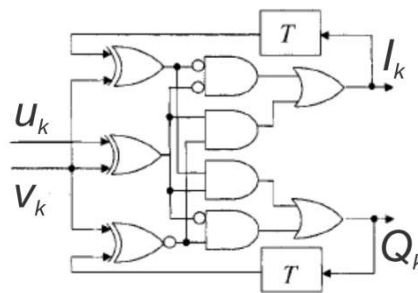


Figura 2.10: Desenho de um pré-codificador para sinal DQPSK [9].

De acordo com as Eq. (2.7) e (2.8) do pré-codificador da Figura 2.10, quando a entrada de dados $u_k = v_k = 1$, não haverá uma diferença de fase entre os símbolos consecutivos, ou seja, a diferença de fase $\Delta\phi_k = 0^\circ$. Quando a entrada de dados $u_k = v_k = 0$, uma diferença de fase $\Delta\phi_k = 180^\circ (\pi)$ é introduzida entre os símbolos consecutivos. Se as entradas $u_k = 0$ e $v_k = 1$, então, uma diferença de fase $\Delta\phi_k = 90^\circ (\pi/2)$ ocorrerá e, para as entradas $u_k = 1$ e $v_k = 0$, uma diferença de

fase $\Delta\phi_k = 270^\circ (-\pi/2)$ será introduzida entre os símbolos consecutivos. Isto é, para as entradas 11, 00, 01 e 10, ocorrerá uma diferença de fase igual a 0° , 180° , 90° e 270° , respectivamente [9]. Assim, o pré-codificador faz o mapeamento direto da sequência de bits de cada componente DQPSK da entrada para a saída, e também elimina erros de propagação no receptor [9, 14].

Os dois moduladores Mach-Zehnder trabalham pelo princípio da interferência, controlada pela modulação da fase óptica, introduzida ao sinal pela variação do índice de refração do guia de onda. A Figura 2.11 mostra a estrutura de um modulador Mach-Zehnder. A luz na entrada é dividida em dois caminhos em um acoplador de entrada. Um ou ambos os caminhos são equipados com moduladores de fase, que permitem aos dois campos ópticos adquirir alguma diferença de fase entre si, causando interferência construtiva ou destrutiva. Essa diferença é controlada através da modulação de fase causada pelas tensões V_1 e V_2 aplicadas.

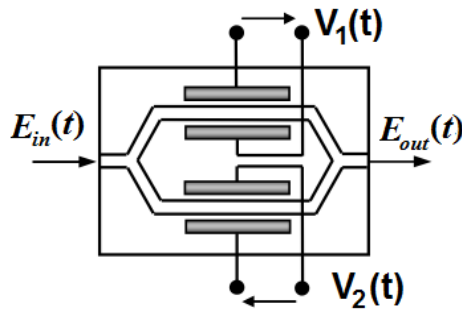


Figura 2.11: Desenho da estrutura de um modulador Mach-Zehnder [10].

A função de transferência do modulador Mach-Zehnder para o campo óptico $T_E(V_1, V_2)$ é dado por [10]:

$$\begin{aligned}
 T_E(V_1, V_2) &= \frac{1}{2} \{ e^{i\phi(V_1)} + e^{i\phi(V_2) + i\psi} \} \\
 &= e^{i(\phi(V_1) + \phi(V_2)\psi)} \cdot \cos \left[\frac{(\phi(V_1) - \phi(V_2)) - \psi}{2} \right] \quad (2.9)
 \end{aligned}$$

onde $\phi(V_1)$ e $\phi(V_2)$ são as mudanças de fases nos dois braços do modulador Mach-Zehnder, e ψ é um deslocamento de fase adicional temporalmente constante, referida como polarização do modulador (*modulator bias*) [10]. A característica sinusoidal da função de transferência de energia do modulador Mach-Zehnder é mostrado na Figura 2.12. A tensão de modulação requerida para mudar a fase por π em um braço do modulador é chamada de tensão V_π . Para

evitar o *chirp* (gorjeio), os dois braços do modulador são acionados pela mesma quantidade de tensão, mas em direção oposta [$V_1(t) = -V_2(t)$] e o termo de fase na Eq. (2.9) desaparece. Essa condição é conhecida como acionamento balanceado (*balanced driving*), ou operação *push-pull* [10]. Normalmente a perda óptica (perda de inserção) no modulador é de 5 dB e a razão de extinção é da ordem de 20 dB.

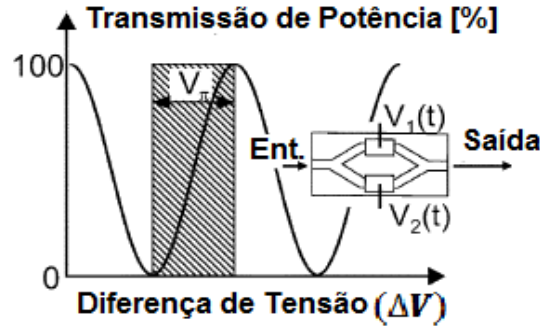


Figura 2.12: Função de transmissão de energia do modulador Mach-Zehnder [10].

A Tabela 2.1 mostra uma sequência de dados (u_k e v_k) de entrada, os dados (I_k e Q_k) codificados pelo pré-codificador, a fase ϕ_k e a diferença de fase $\Delta\phi_k$ na saída do transmissor DPQSK.

Tabela 2.1: Valores lógicos e de fase para uma dada sequência de entrada [13].

u_k	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0
v_k	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0
I_k	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0
Q_k	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0
ϕ_k	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$
$\Delta\phi_k$	0	$-\frac{\pi}{2}$	0	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	0	π	π	$-\frac{\pi}{2}$	π	0	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	π

Como visto na Figura 2.9, os moduladores Mach-Zehnder são acionados pelos dados codificados I_k e Q_k , também chamados de tensão acionadora (*drive voltage*) tendo a forma de um sinal não retorno ao zero (*non return to zero* - NRZ). Esse sinal NRZ antes de entrar nos moduladores Mach-Zehnder é filtrado por um filtro elétrico passa-baixa, e essas tensões estão em

um intervalo de $[-V_\pi, V_\pi]$ [14]. Quando a portadora óptica oriunda do laser de onda contínua (*continuous wave – CW*) entra no modulador DQPSK, ela é dividida entre os dois moduladores alinhados. Em cada modulador, essa onda portadora é então dividida entre os dois braços (superior e inferior) do modulador Mach-Zehnder. A fase da portadora óptica na saída de cada modulador pode obter os valores de 0° ou 180° , dependendo dos dados de entrada. Antes dos dois sinais ópticos se recombinarem, na saída de um dos moduladores é colocado um defasador (*phase shift*) de 90° , colocando assim o sinal em fase (*in-phase – I*) e em quadratura (*quadrature – Q*). As Figuras 2.13 e 2.14 mostram a densidade espectral de potência e a evolução temporal do sinal DQPSK, para uma taxa de transmissão de 20 Gbps (10 Gbaud/s), respectivamente.

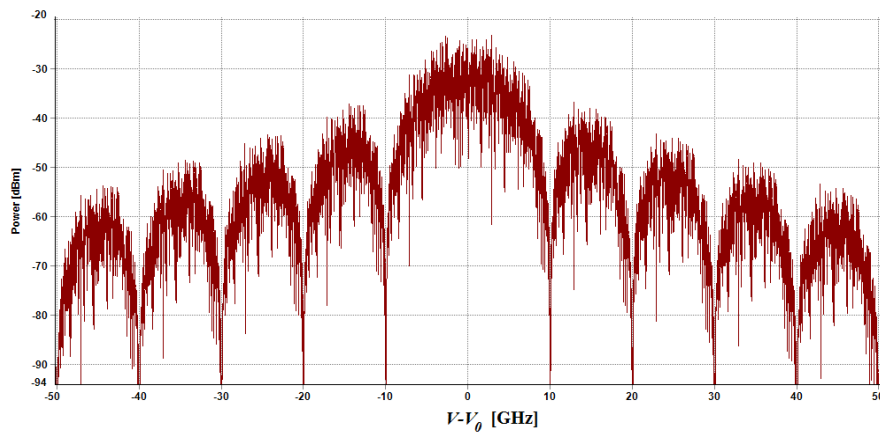


Figura 2.13: Densidade espectral de potência para o sinal NRZ-DQPSK simulado para 20 Gbps.

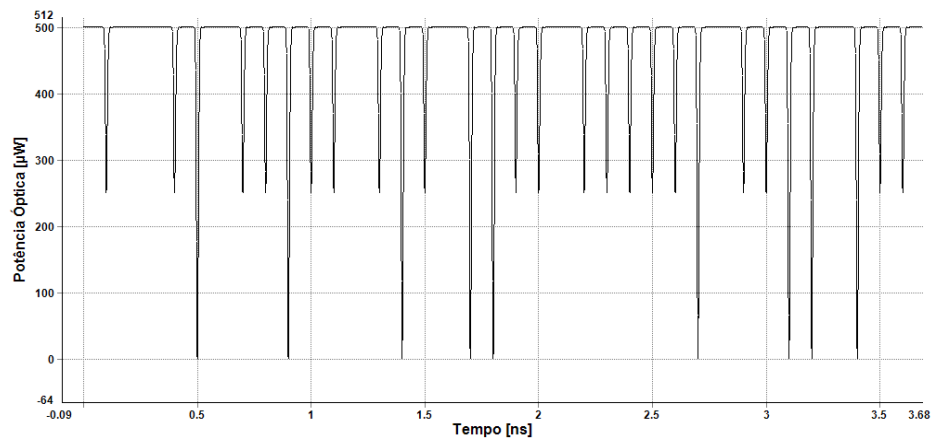


Figura 2.14: Evolução do sinal NRZ-DQPSK no tempo simulado para 20 Gbps.

O primeiro nulo, nesse caso do sinal NRZ-DQPSK, ocorre para $\nu - \nu_0 = 10$ GHz, onde ν é a frequência óptica e ν_0 é a frequência óptica da portadora [13]. O sinal DQPSK na saída do transmissor é dado por [15]:

$$E(t_k) = E_0 \cdot \cos \left[\frac{\pi(I_k - Q_k) + \pi/2}{2} \right] \cdot e^{j \left[\frac{\pi(I_k + Q_k) + \pi/2}{2} \right]} \quad (2.10)$$

onde E_0 representa a amplitude do sinal óptico de entrada, e k representa o k -ésimo bit da sequência de entrada no modulador DQPSK. A Tabela 2.2 mostra as fases na saída do modulador DQPSK, que podem obter os valores de $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ e $7\pi/4$, de acordo com os dados de entrada e segundo a Eq. (2.10). A Figura 2.15 mostra as fases em relação à sequência de entrada no modulador DQPSK e, pode-se verificar que a fase do sinal é constante durante o encaixe (*slot*) de tempo do bit ou símbolo transmitido.

Tabela 2.2: Fase ϕ_k na saída do transmissor DQPSK de acordo com os dados I_k e Q_k .

I_k	Q_k	ϕ_k
0	0	$\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
1	0	$7\pi/4$
1	1	$5\pi/4$

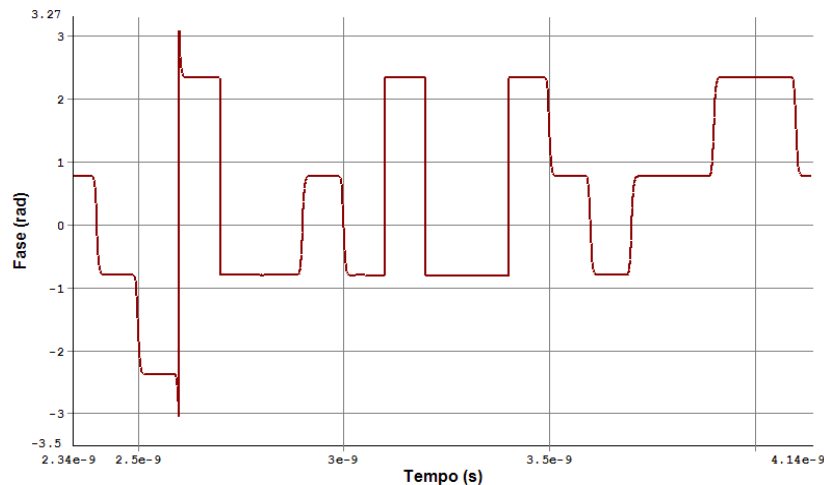


Figura 2.15: Fases para o sinal NRZ-DQPSK simulado em 20 Gbps, de acordo com os bits de entrada.

O diagrama de olho (*eye diagram*) é um elemento muito utilizado para analisar o desempenho de um sistema em telecomunicação, no qual ele indica a qualidade de um sinal, e está representado na Figura 2.16. Através da abertura do olho, pode-se avaliar qualitativamente um sinal óptico, ou seja, quanto mais “fechado” estiver o diagrama de olho, mais deteriorado o

sinal estará, prejudicando o desempenho do sistema. Na Figura 2.16, o sistema foi simulado para uma taxa de 20 Gbps, e observa-se que a abertura do olho possui níveis desejáveis para o sistema simulado, devido à sua boa abertura.

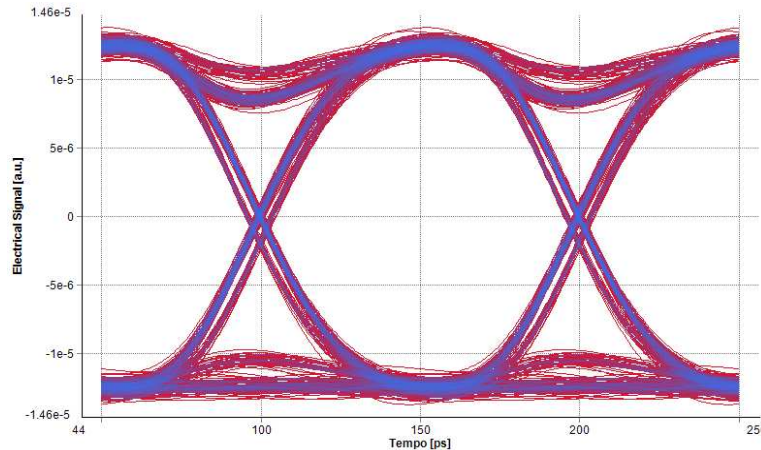


Figura 2.16: Diagrama de olho do sinal NRZ-DQPSK simulado para 20 Gbps.

A seguir, apresenta-se o receptor de detecção-direta para sinais DQPSK. Similarmente ao receptor para sinais DPSK, o receptor DQPSK também utiliza um interferômetro de atraso Mach-Zehnder, com a diferença de que em um dos braços do MZ-DI é colocado um defasador com $\Delta\theta = \pm 45^\circ$ ou $\pm \pi/4$. A Figura 2.17 mostra a estrutura de um receptor DQPSK típico citado nas literaturas.

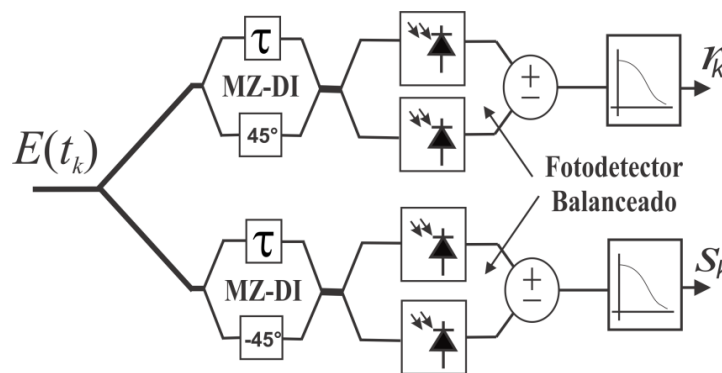


Figura 2.17: Desenho de um receptor de detecção-direta para sinais DQPSK [12].

O sinal com o campo óptico $E(t_k)$ e fase ϕ_k é dividido entre os dois ramos (superior e inferior) do receptor. Em cada ramo, o sinal é então atrasado por um de tempo de 1 bit ou símbolo, sendo que no ramo superior a fase é deslocada de 45° , e no ramo inferior a fase é deslocada de -45° . Quando os sinais dos dois ramos são recombinados, interferências construtivas

e destrutivas ocorrem, causando uma inter-relação entre os dois símbolos consecutivos. Após a fotodetecção balanceada, os dois sinais são subtraídos uns dos outros, e filtrados pelo filtro elétrico passa-baixa, para retirar o ruído introduzido pelos fotodetectores. Os sinais r_k e s_k na saída do receptor são dados por [15]:

$$r(t_k) = -R \frac{E_0^2}{2} \cdot [\cos(\Delta\phi_k) - \sin(\Delta\phi_k)] \quad (2.11)$$

$$s(t_k) = -R \frac{E_0^2}{2} \cdot [\cos(\Delta\phi_k) + \sin(\Delta\phi_k)] \quad (2.12)$$

onde $\Delta\phi_k = \phi(t_k) - \phi(t_{k-1})$ é a diferença de fase entre dois símbolos consecutivos, com t_{k-1} representando o tempo do símbolo anterior e R é a responsividade do fotodiodo. A Tabela 2.3 mostra os sinais r_k e s_k na saída do receptor DQPSK, e seus valores são definidos de acordo com a diferença de fase $\Delta\phi_k$ entre os símbolos consecutivos. Similarmente à recepção de sinal DPSK, também há uma melhora na relação sinal ruído de 3 dB na recepção do sinal DQPKS em relação à modulação OOK, usando fotodetectores balanceados [9].

Tabela 2.3: Sinal r_k e s_k recebidos na saída do receptor DPQSK.

$\Delta\phi_k$	r_k	s_k
0	-1	-1
$\pi/2$	+1	-1
π	+1	+1
$3\pi/2$	-1	+1

Com relação ao DPSK, o sistema DQPSK transmite 2 bits por símbolo ao contrário do DPSK que transmite apenas 1 bit por símbolo. Assim, sua taxa de símbolos é a metade da taxa de símbolos do sinal DPSK, para mesma taxa de transmissão de bits. Com isso sua eficiência espectral é maior por ser duplicada. Nos últimos anos, a capacidade total do sistema DQPSK superou os 10 Tb/s. A capacidade de 14 Tb/s foi realizada em um experimento de 2006 que transmitiu 140 canais com multiplexação por divisão de polarização (Pol-Mux), cada um operando a 111 Gb/s, dentro de uma janela de comprimento de onda de 59 nm de largura, estendendo de 1561 a 1620 nm [2]. Este experimento demonstrou uma eficiência espectral de 2,0

b/s/Hz durante um enlace de 160 km. Outro experimento em 2007 chegou a uma eficiência espectral de 3,2 b/s/Hz, onde foram transmitidos 160 canais WDM a mais de 240 km, chegando a uma capacidade 25,6 Tb/s [2].

2.1.4 Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM)

A modulação de amplitude em quadratura QAM é um formato multinível amplamente utilizado em comunicações elétricas (fio e sem fio). QAM combina modulação de amplitude (ASK) e fase (PSK), no qual os símbolos são alocados nas bordas dos quadrados, como pode ser visto na Figura 2.18 [16]. Os Símbolos são alocados para produzir a distância Euclidiana mínima, determinando menor probabilidade de erro. Assim, a modulação QAM pode oferecer melhor eficiência espectral [16].

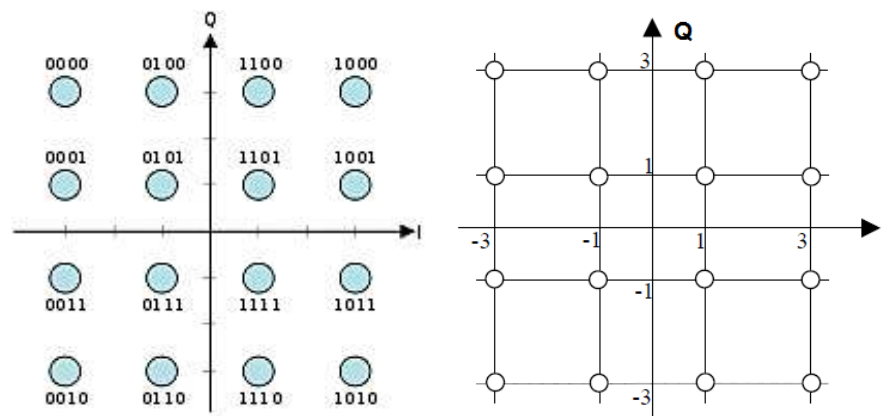


Figura 2.18: Constelação para modulação 16-QAM, baseado em código Gray.

A Figura 2.19 mostra um modelo de transmissor 16-QAM para constelação quadrada, mas existem versões variadas de transmissor QAM, por exemplo, constelação do tipo estrela. O modulador 16-QAM (linha pontilhada), estruturalmente é idêntico ao modulador DQPSK da Figura 2.9, dado que esse tipo de modulador é utilizado para formatos multinível. O papel do gerador de nível (codificador 16-QAM) é criar os sinais elétricos multinível para acionar os moduladores. A complexidade deste componente depende do formato de modulação utilizado. Por exemplo, quando se utiliza o modulador óptico convencional IQ, para sistema QPSK (*quadrature phase-shift keying*) um demultiplexador 1:2 é suficiente, enquanto que para 16-QAM de constelação quadrada o demultiplexador é mais complexo, porque sinais quaternários devem ser criados [18].

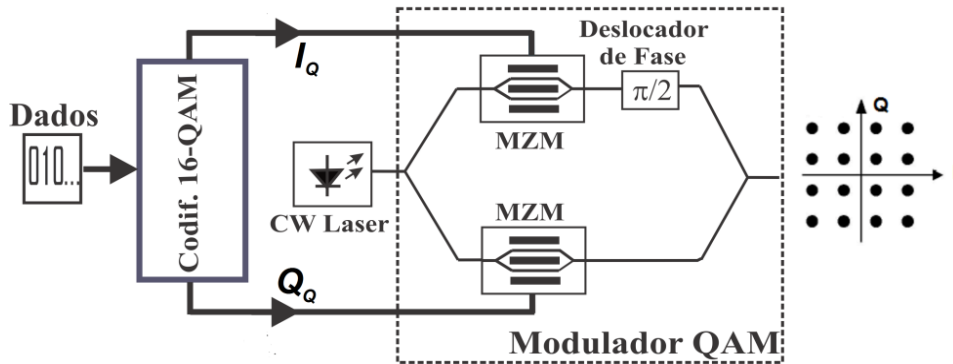


Figura 2.19: Esquema de um transmissor 16-QAM [18].

Em princípio, 16-QAM apresenta os pontos I e Q igual a (-3, -1, 1, 3), mas considerando a característica não-linear dos moduladores Mach-Zehnder, os níveis de amplitude dos sinais eléctricos de condução devem ser escolhidos apropriadamente, para obter igual espaçamento entre os pontos da constelação 16-QAM [18]. A portadora gerada pelo laser, é dividida entre os dois moduladores Mach-Zehnder. Em cada modulador o sinal óptico é dividido, e é modulado de acordo com os sinais vindos do codificador 16-QAM. Na saída de um deles, o sinal óptico é defasado de 90°, e na saída do transmissor, obtém-se o sinal 16-QAM. Um sinal óptico de modulação multinível pode ser detectado por um receptor IQ homódino, cuja configuração geral é representada na Figura 2.20, também é utilizado para modulação M-QAM.

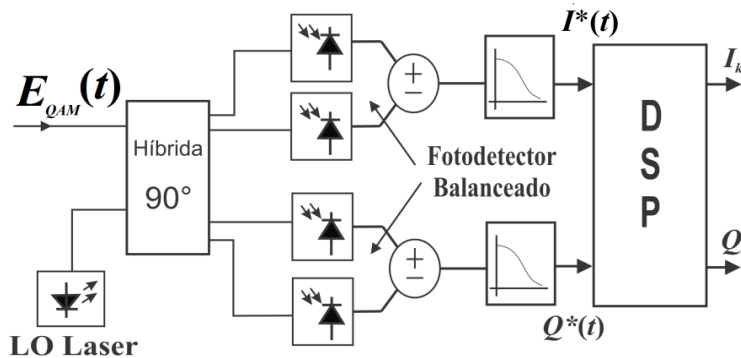


Figura 2.20: Receptor de detecção coerente homódino para sinal 16-QAM [18].

Quando a questão da polarização não é considerada, o campo eléctrico normalizado do sinal óptico multinível de entrada e do laser oscilador local, podem ser escritos em notação complexa como [18]:

$$E_{QAM}(t) = a_Q(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot \sqrt{P_c} \cdot e^{j(\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{NC})}$$

$$= [I_Q + jQ_Q] \cdot \sqrt{\frac{P_S}{2}} \cdot e^{j(\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{NC})} \quad (2.13)$$

$$E_{LO} = \sqrt{P_{LO}} \cdot e^{j(\omega_{LO} t + \varphi_{LO} + \varphi_{NLO})} \quad (2.14)$$

na qual P_c e P_{LO} representam as potência dos laser CW e LO, ω_c e ω_{LO} são as frequências angulares, φ_c e φ_{LO} são as fases iniciais e φ_{NC} e φ_{NLO} são os ruídos de fase, respectivamente. Na Eq. (2.13), $a_Q(t)$ e $\varphi(t)$ são a amplitude e fase e I_Q e Q_Q são as componentes em fase I e quadratura Q. A combinação do sinal óptico com o sinal do oscilador local em uma híbrida de 90° 2x4 é dada por [18]:

$$\begin{bmatrix} E_{Q1} \\ E_{Q2} \\ E_{Q3} \\ E_{Q4} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{QAM}(t) \\ E_{LO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{QAM}(t)/2 + E_{LO}/2 \\ E_{QAM}(t)/2 + jE_{LO}/2 \\ E_{QAM}(t)/2 - E_{LO}/2 \\ E_{QAM}(t)/2 - jE_{LO}/2 \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Detectando E_{Q1} e E_{Q2} com o fotodetector balanceado superior, e E_{Q3} e E_{Q4} com o inferior, as fotocorrentes são obtidas por [18]:

$$I^*(t) = R \cdot \left\{ \sqrt{\frac{P_c}{2}} \cdot I_Q \cdot \sqrt{P_{LO}} \cdot \cos(\Delta\phi) + \sqrt{\frac{P_s}{2}} \cdot Q_Q \cdot \sqrt{P_{LO}} \cdot \sin(\Delta\phi) \right\} + n_1 \quad (2.16)$$

$$Q^*(t) = R \cdot \left\{ -\sqrt{\frac{P_c}{2}} \cdot I_Q \cdot \sqrt{P_{LO}} \cdot \sin(\Delta\phi) + \sqrt{\frac{P_s}{2}} \cdot Q_Q \cdot \sqrt{P_{LO}} \cdot \cos(\Delta\phi) \right\} + n_Q \quad (2.17)$$

onde $n_1 = n_1(t) - n_3(t)$ e $n_Q = n_2(t) - n_4(t)$ representam o ruído shot, R é a responsividade.

Negligenciando o ruído de fase e o ruído shot, I^* e Q^* se reduzem a:

$$I^*(t) = R \cdot I_Q \cdot \sqrt{\frac{P_c}{2}} \cdot \sqrt{P_{LO}}. \quad (2.18)$$

$$Q^*(t) = R \cdot Q_Q \cdot \sqrt{\frac{P_c}{2}} \cdot \sqrt{P_{LO}}. \quad (2.19)$$

O bloco DSP no receptor é utilizado para estimar a fase uma vez que o ruído de fase e o ruído de fase do laser degradam o sinal óptico prejudicando sua detecção [18]. A seguir, apresentam-se aspectos teóricos sobre o amplificador óptico a semicondutor (*semiconductor optical amplifier* – SOA), bem como os efeitos não-lineares decorrentes de quando o SOA é operado em regime de ganho saturado.

2.2 Amplificador Óptico a Semicondutor

Em sistemas de comunicações ópticas, a fibra óptica “sofre” de dois principais fatores limitantes, atenuação e dispersão. A atenuação leva à perda de potência do sinal e limita a distância de transmissão, e seu valor é um pouco menor na região de 1.55 μm , como é visto na Figura 2.21 [19]. Devido ao aumento da atenuação e dispersão com o aumento do comprimento da fibra, em algum ponto no enlace de comunicação, o sinal necessitará ser regenerado. Regeneração 3R (reformatação – retemporização – retransmissão) envolve detecção (conversão fóton-elétron), amplificação elétrica, retemporização, formatação do pulso e retransmissão (conversão elétron-fóton) [19].

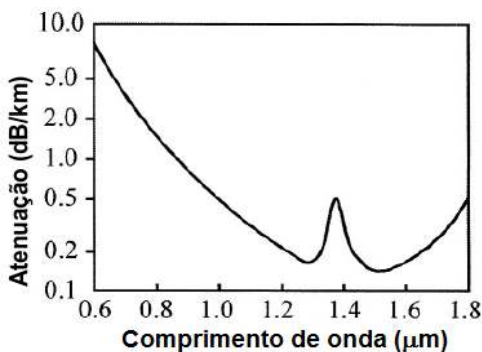


Figura 2.21: Atenuação típica de uma fibra monomodo em função do comprimento de onda [19].

Esses regeneradores, além de serem bastante complexos e caros, também introduzem um atraso na transmissão da informação formando os chamados gargalos. Uma aproximação alternativa para controlar as perdas faz uso de amplificadores ópticos, o qual amplifica o sinal óptico diretamente sem precisar de conversão para o domínio elétrico [2]. A Figura 2.22 mostra

três tipos de aplicações para amplificadores ópticos, como amplificadores em linha o qual é recolocado no lugar de regeneradores ao longo do enlace de transmissão.

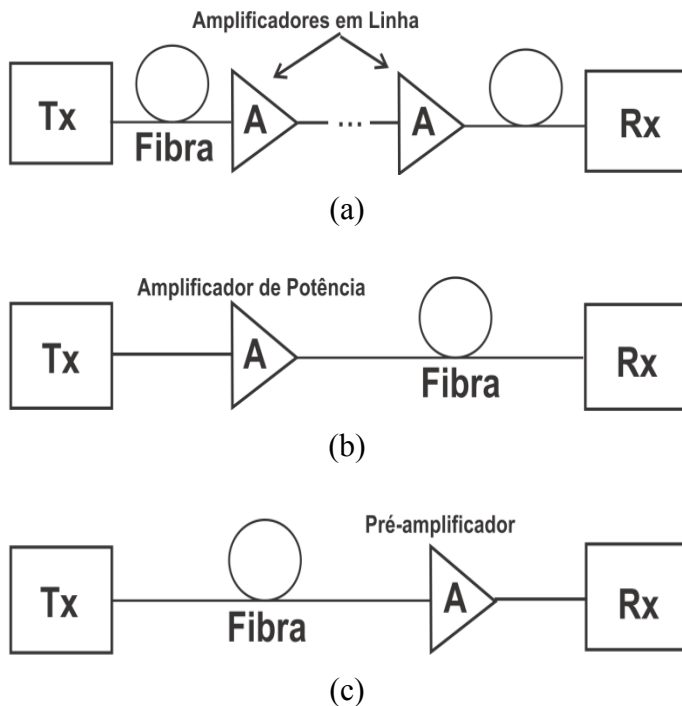


Figura 2.22: Três possíveis aplicações de amplificadores ópticos como: (a) amplificador em linha, (b) reforço da potência do transmissor e (c) pré-amplificador para o receptor [2].

O uso de amplificadores ópticos é atrativo para sistemas WDM (*wavelength division multiplexing*), onde todos os canais podem ser amplificados simultaneamente. As melhorias em redes de comunicações ópticas, realizadas através do uso de amplificadores ópticos, forneceram novas oportunidades para explorar a largura de banda da fibra. Existem dois tipos de amplificadores ópticos: o amplificador óptico a semicondutor e o amplificador óptico a fibra dopada, sendo que amplificadores a fibra dopada tem maior mercado. Entretanto, amplificadores ópticos a semicondutores são atrativos pelo seu uso como amplificador básico, e também como dispositivos de processamento de sinal óptico [19]. Amplificadores a fibra utilizam elementos de terra rara como meio de ganho, dopando o centro da fibra durante o processo de fabricação. As propriedades do amplificador, tais como comprimento de onda de operação e largura de banda de ganho são determinados pelos dopantes. Muitos diferentes elementos de terra rara, tal como érbio, neodímio, itérbio, etc, podem ser usados para fabricar amplificadores a fibra em diferentes comprimentos de onda. Amplificadores a fibra dopada com érbio (*erbium-doped fiber amplifiers* – EDFAs) tem maior atenção devido ao seu comprimento de operação na região perto de 1,55

μm . Seu desenvolvimento em sistemas WDM depois de 1995 revolucionou o campo das comunicações ópticas, ajudando os sistemas a excederem os Tb/s [2]. Assim como os lasers, o amplificador óptico a semicondutor (SOA) é constituído por uma junção do tipo p-n, apresentando uma camada intrínseca entre as regiões p e n, e assim formando uma dupla heterojunção que melhora o confinamento de portadores na região ativa. Os SOAs podem ser classificados entre dois principais tipos: o SOA Fabry-Perot (FP-SOA), onde o sinal óptico é amplificado por sucessivas passagens do sinal dentro da região ativa do SOA, devido às facetas refletivas no seu interior; e o SOA de onda caminhante (*traveling-wave* SOA – TW-SOA), onde o sinal óptico é amplificado através de uma única passagem pela região ativa, devido às camadas anti-refletivas depositadas em suas faces. A Figura 2.23 mostra a operação básica dos dois tipos de SOA, com seu espectro de ganho [19].

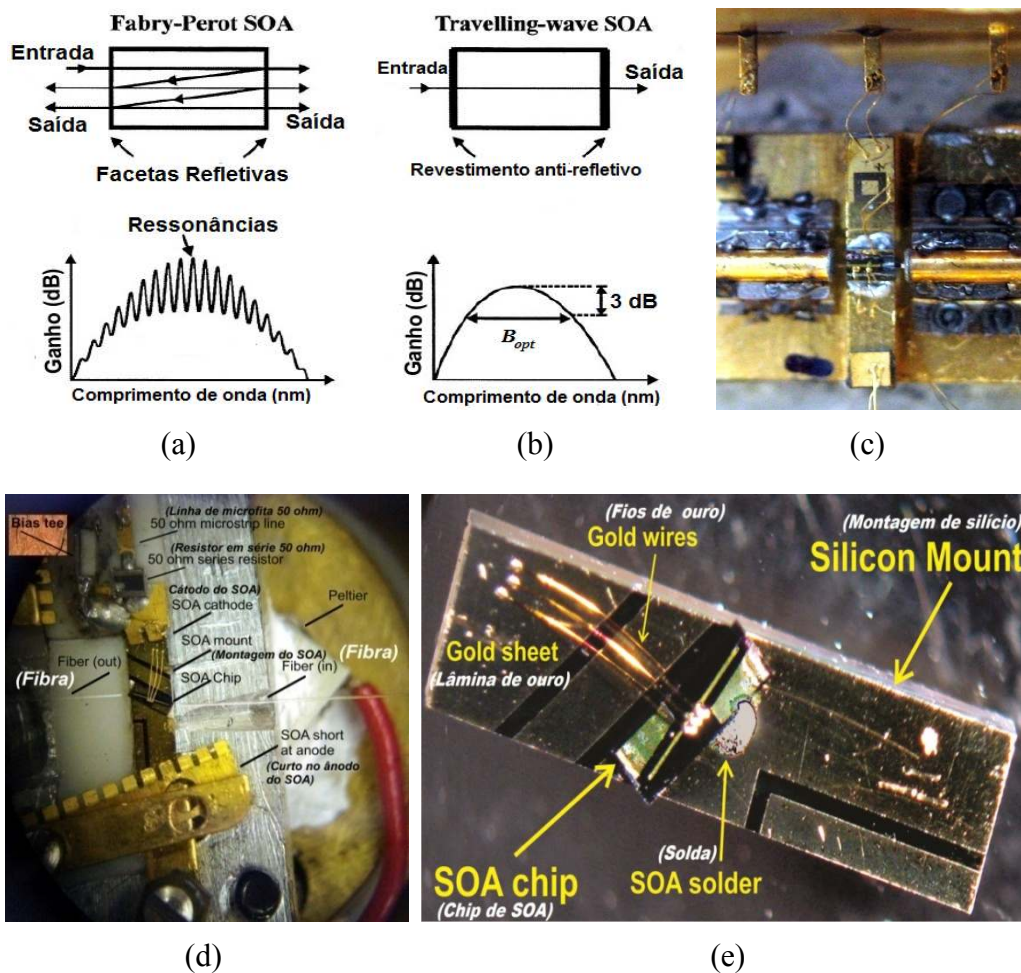


Figura 2.23: Tipos básicos de SOAs: (a) Fabry-Perot, (b) de onda caminhante (TW-SOA), (c) fotografia do SOA de onda caminhante montado para experimentos, (d) e (e) fotografias de SOA de onda caminhante com ângulo de Brewster [19].

Outro recurso utilizado juntamente com as camadas anti-refletivas, para evitar ainda mais as oscilações do sinal óptico dentro da região ativa, é fabricar o dispositivo com a região ativa inclinada (*ângulo de Brewster*). Em sua composição, o SOA pode ser constituído por elementos semicondutores como GaAs/AlGaAs, InpGaAs, InP/InAlGaAs e InP/InGaAsp. O TW-SOA é menos sensível do que o FP-SOA às flutuações da corrente de polarização, temperatura e polarização do sinal. Uma maneira de se entender o processo de amplificação óptica é modelar o amplificador como um sistema simples de dois níveis de energia. Nesses estados, elétrons podem ocupar dois níveis discretos de energia, separados por um intervalo de energia finita E , sendo $E = E_2 - E_1$, onde E_2 é chamada de camada de condução devido à sua maior energia do que a camada de valência E_1 . Existem três processos radiativos fundamentais, que podem ocorrer quando uma onda eletromagnética interage com um material laser ou amplificador.

No processo de absorção, quando um fóton de energia suficiente incide na região ativa, este poderá ser absorvido por um elétron ocupando um estado na banda de condução. Na emissão estimulada, quando um fóton de energia adequada incide no semicondutor, ele pode causar recombinação de um portador ou elétron na banda de condução com uma lacuna na banda de valência. Ao fazer isso, o elétron libera energia na forma de um fóton que possui a mesma fase, frequência, direção e polarização do fóton incidente. Já no processo de emissão espontânea, existe uma probabilidade não-nula, de que um elétron na banda de condução recombinar com uma lacuna na banda de valência, emitindo um fóton com fase e direção aleatória.

Fótons emitidos espontaneamente tem uma faixa de frequência larga, sendo considerados ruídos, reduzindo a população de portadores disponíveis para ganho óptico [19]. Os processos de emissão espontânea, emissão estimulada e absorção, e estão representados pela Figura 2.24. Para o SOA, o processo de amplificação de um sinal óptico se dá quando o ganho óptico supera as perdas inerentes ao dispositivo. Ao injetarem-se elétrons através da corrente de polarização, esses elétrons energizados ocupam a banda de condução. Quando a corrente de polarização fornece um ganho óptico que se iguala às perdas, absorção e emissão espontânea do material semicondutor, tal corrente de polarização é chamada de corrente de transparência. Quando a corrente de polarização injetada no SOA for tal que a população de portadores na banda de condução exceda a população de portadores na banda de valência, então tem-se a condição chamada de “inversão de população”. Dessa forma, se a emissão estimulada fornece um ganho óptico maior do que as perdas, emissão espontânea e absorção, tem-se a amplificação óptica do sinal [21].

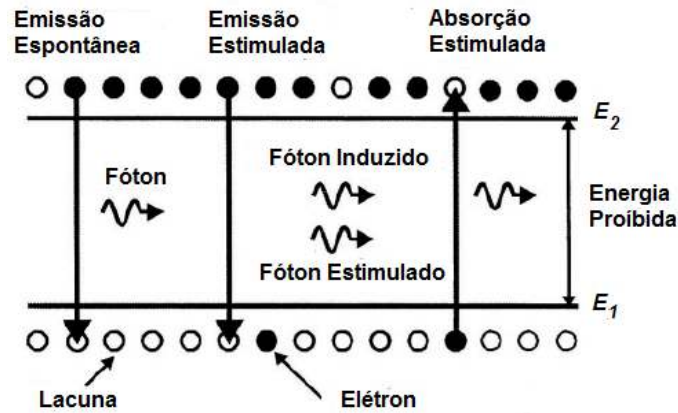


Figura 2.24: Processos de emissão espontânea, emissão estimulada e absorção [19].

Os fótons gerados decorrente da emissão espontânea possuem fase e direção aleatórias, e também são amplificados pelo ganho do SOA, processo pelo qual é chamado de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* - ASE), somando-se ao sinal como ruído [12].

2.2.1 Análise estática do ganho no SOA

Considerando-se um meio semiconductor com níveis de energia de bandas, simplificado para dois níveis homogeneamente distribuídos, pode-se definir o coeficiente de ganho longitudinal como [2]:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + P/P_{sat}} \quad (2.20)$$

onde g_0 é o ganho de pico do amplificador (determinado pela corrente de polarização), ω é a frequência angular do sinal, ω_0 é a frequência angular de transição atômica, P é a potência óptica do sinal incidente, P_{sat} é a potência de saturação e T_2 é o tempo de relaxação do dipolo. O SOA pode ser empregado de outras formas, fazendo-se uso de suas não-linearidades quando se opera o dispositivo na região de ganho saturado, além de seu uso como amplificador óptico. Dessa forma, o SOA pode ser apresentado em regime de ganho não saturado e regime de ganho saturado.

2.2.1.1 Ganho do SOA não-saturado

A análise da Eq. (2.20) fornece importantes características do funcionamento do SOA, como a largura de banda, o fator de amplificação e potência de saturação de saída. Considerando

a operação fora da condição de saturação, ou seja, $P/P_{sat} \ll 1$, pode-se eliminar este termo. Dessa forma o coeficiente de ganho se torna [2, 21]:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2}. \quad (2.21)$$

A Eq. (2.21) mostra que o ganho máximo se dá quando a frequência do sinal incidente coincide com a frequência ω_0 de transição atômica. A redução do ganho para $\omega \neq \omega_0$ é governada por um perfil *Lorentziano*, que é característico de sistemas de dois níveis homogeneamente distribuídos [21]. Para o espectro *Lorentziano*, a largura de banda do ganho é dada por $\Delta\omega_g = 2/T_2$, ou por [2, 21]:

$$\Delta\nu_g = \frac{\Delta\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2}. \quad (2.22)$$

O conceito de largura de banda do amplificador é mais comumente usado do que largura de banda de ganho. O ganho G_A do amplificador, conhecido também como fator de amplificação, pode ser definido como [2, 21]:

$$G_A = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.23)$$

onde P_{in} e P_{out} são as potências de entrada e saída do sinal que será amplificado, respectivamente. Pode-se obter uma expressão para G_A usando [2, 21]:

$$\frac{dP(z)}{dz} = gP(z) \quad (2.24)$$

onde $P(z)$ é a potência óptica em uma distância z da entrada. Considerando que a potência na entrada $P(0) = P_{in}$, a potência ao longo do SOA cresce exponencialmente como [2, 21]:

$$P(z) = P_{in} \exp(gz). \quad (2.25)$$

Sabendo que $P(L) = P_{out}$ e utilizando a Eq. (2.23), o fator de amplificação G_A para um SOA com o comprimento da cavidade ativa igual a L é dado por [2, 21]:

$$G_A(\omega) = \exp[g(\omega)L]. \quad (2.26)$$

Da Eq. (2.26) é possível observar explicitamente que G_A e g são dependentes da frequência ω . Assim, tanto G_A como g decrescem com o aumento da diferença $\omega - \omega_0$. Entretanto, $G_A(\omega)$ decresce mais rapidamente do que $g(\omega)$. A largura de banda do amplificador é dada por [2, 21]:

$$\Delta v_A = \Delta v_g \left[\frac{\ln 2}{g_0 L - \ln 2} \right]. \quad (2.27)$$

A largura de banda do amplificador é menor do que a largura do ganho, e a diferença depende do próprio ganho do amplificador [2, 21].

2.2.1.2 Ganho do SOA saturado

Como citado anteriormente, o SOA pode operar em regime de ganho saturado. Nesse regime, devido às suas não-linearidades, ele pode ser empregado no processamento do sinal óptico totalmente no domínio óptico, como por exemplo: conversor em comprimento de onda, portas lógicas, entre outras funcionalidades. Assim, para o caso no qual o amplificador se encontra em regime de saturação, isto é, P se torna comparável a P_{sat} , considerando $\omega = \omega_0$ e substituindo a Eq. (2.20) na Eq. (2.24), obtém-se [2, 21]:

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_0 P}{1 + P/P_{sat}}. \quad (2.28)$$

Essa equação pode ser facilmente integrada ao longo do comprimento do SOA, e usando a condição $P(0) = P_{in}$ juntamente com $P(L) = P_{out}$ e $GP(0) = P_{in}$, obtém-se a seguinte relação para o ganho do amplificador [2, 21]:

$$G_A = G_{A0} \exp\left(-\frac{G_A - 1}{G_A} \frac{P_{out}}{P_{sat}}\right) \quad (2.29)$$

onde $G_{A0} = \exp(g_0 L)$ é o valor não saturado do fator de amplificação.

Na Eq. (2.29) o fator de amplificação G_A decresce de seu valor não saturado G_{A0} quando o valor de P_{out} torna-se comparável a P_{sat} [2, 21]. Para a análise do ganho saturado, o parâmetro

de importância é a potência de saturação de saída P_{out}^{sat} , definida como a potência de saída na qual o ganho do amplificador G_A é reduzido à metade do valor do ganho não saturado G_{A0} .

Usando $G_A = G_{A0}/2$ na Eq. 2.29, P_{out}^{sat} é dado por [2, 21]:

$$P_{out}^{sat} = \frac{G_{A0} \ln 2}{G_{A0} - 2} P_{sat} . \quad (2.30)$$

Considerando-se que a potência dentro da cavidade varie ao longo de z (sentido de propagação dentro da cavidade), e que g varie com a potência, conclui-se que g é também função de z . Neste caso a variação da potência ao longo do amplificador é dada por [21]:

$$\frac{dP(z)}{dz} = [g(P, z) - \alpha_{int}]P(z) \quad (2.31)$$

onde α_{int} é o coeficiente de perdas internas, sendo este o parâmetro que considera as perdas por espalhamento, difração e absorção no interior do dispositivo. Integrando a Eq. (2.31) em todo o comprimento da cavidade do SOA, a expressão para potência é dada por [21]:

$$P(L) = P(0) \exp \left(\int_0^L g(z) dz - L \alpha_{int} \right) . \quad (2.32)$$

Com isso, pode-se concluir que a potência de saída é uma função do ganho ao longo de z , subtraindo as perdas totais ao longo do comprimento total da cavidade. Finalizando a análise do regime de saturação, outro parâmetro importante é a potência de saturação, definida por [21]:

$$P_{sat} = \frac{hf}{\Gamma \alpha \tau_c} \quad (2.33)$$

onde hf é a energia do fóton e τ_c é o tempo de vida dos portadores. Tem-se que a potência de saturação é inversamente proporcional ao tempo de vida dos portadores, então, se a corrente aumenta, o tempo de vida dos portadores decai e a potência de saturação aumenta [22].

2.2.2 Análise dinâmica do ganho no SOA

Para uma análise dinâmica do ganho no SOA, apresentam-se as equações de taxa que são descritas por Agrawal e Olsson [23]. A teoria da propagação de pulsos em amplificadores trata

geralmente o amplificador como um sistema de dois níveis, uma abordagem adequada para amplificadores de estado sólido ou gasoso. Ela pode ser estendida para amplificadores lasers a semicondutor, se a região ativa   modelada como um conjunto de sistemas de dois níveis que não interagem entre si, e com as transi es de energias se estendendo por toda faixa da banda de condu o e valência. Considerável simplifica o ocorre se a largura do pulso τ_p for assumida muito maior do que o tempo de relaxa o intrabanda τ_{in} [23]. A propaga o do campo eletromagnético dentro do amplificador   governada pela equa o de onda dada por [23]:

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{\varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.34)$$

onde \vec{E}   o vetor intensidade do campo elétrico, c   a velocidade da luz no vácuo, ε   a permissividade do meio, onde $\varepsilon = n_b^2 + \chi$, sendo n_b o  ndice de refra o de fundo e χ a susceptibilidade, onde esta representa a contribui o da carga dos portadores dentro da região ativa do amplificador, e   uma fun o da densidade de portadores N . A rela o exata entre χ e N depende de detalhes da estrutura de bandas do SOA, e   bastante complexa.

De forma simplificada, pode ser assumida como uma fun o linear de N [23]:

$$\chi(N) = -\frac{\bar{n}c}{\omega} (\alpha_H + j)a(N - N_0) \quad (2.35)$$

onde \bar{n}   o  ndice de refra o efetivo, N_0   a densidade de portadores na transparência, onde a   o ganho diferencial que relaciona o ganho a N e α_H   o fator de alargamento de linha. A mudança do  ndice de refra o está relacionada com a varia o da densidade de portadores na região ativa.

A resposta do meio ao campo \vec{E}   descrita pela equa o de taxa da densidade de portadores [23]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D\nabla^2 N + \frac{I}{qV_{ra}} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{a(N - N_0)}{\hbar\omega_0} \quad (2.36)$$

onde D   o coeficiente de difusão dos portadores, I   a corrente de polariza o injetada, q   a carga do elétron, V_{ra}   o volume da região ativa, $\hbar\omega_0$   a energia do fóton. O tempo de vida dos portadores   igual a $1/\tau_c = A_{nr} + B_{sp}N + C_a N^2$, onde A_{nr}   a taxa de recombina es não-radiativas, B_{sp}   o coeficiente de recombina es radiativas e C_a   o coeficiente de recombina o Auger. As Eqs. (2.34), (2.35) e (2.36) fornecem um quadro geral da teoria para a propaga o do

pulso em amplificadores a semicondutores. Considerando um amplificador TW-SOA ideal, e assumindo que as dimensões da região ativa são tais, que a mesma suporte apenas um modo de guia de onda, e que a luz na entrada é linearmente polarizada durante a propagação, o campo elétrico dentro do amplificador pode ser escrito como [23]:

$$E(x, y, z, t) = \hat{x} \frac{1}{2} \{ F(x, y) A(z, t) \exp[jk_0 z - \omega_0 t] + c. c. \} \quad (2.37)$$

onde \hat{x} é o vetor unitário de polarização, $F(x, y)$ é a distribuição modal do guia de onda, $k_0 = \bar{n}\omega_0/c$, e $A(z, t)$ é a envoltória associada ao pulso de variação lenta.

Substituindo a Eq. (2.37) na Eq. (2.34), e desprezando-se as derivadas segundas de $A(z, t)$ com relação a z e t , e integrando-se ao longo das dimensões, obtém-se [23]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{j\Gamma\omega_0}{2\bar{n}c} \chi A - \frac{1}{2} \alpha_{int} A \quad (2.38)$$

onde $v_g = c/n_g$ é a velocidade de grupo, $n_g = \bar{n} + \omega_0(\partial\bar{n}/\partial\omega)$ é o índice de grupo e Γ é o fator de confinamento. A Eq. (2.36) pode ser simplificada, uma vez que, a largura e espessura da região ativa são geralmente menores, enquanto o comprimento do amplificador é maior do que o comprimento de difusão. Considerando-se que a densidade de portadores é quase uniforme ao longo das dimensões transversas, pode-se usar um valor médio para uma boa aproximação e, desprezando a difusão dos portadores, obtém-se [23]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV_{ra}} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g(N)}{\hbar\omega_0} |A|^2 \quad (2.39)$$

onde o ganho é definido por [23]:

$$g(N) = \Gamma a(N - N_0). \quad (2.40)$$

Na Eq. (2.39) não foi levado em consideração o consumo de portadores devido à amplificação dos fótons emitidos espontaneamente. O ruído de emissão espontânea amplificada, ou ruído ASE, gerando fótons com fase e frequência aleatórias também são amplificados pelo ganho do amplificador. Esse ruído se junta ao sinal degradando a relação sinal-ruído [23]. Assumindo o ganho como uma função linear de N , obtém-se a equação de taxa para o ganho [23]:

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{g|\vec{A}|^2}{E_{sat}} \quad (2.41)$$

onde E_{sat} é a energia de saturação do amplificador, que é dada por [23]:

$$E_{sat} = \frac{hf_0 W d}{\Gamma \alpha}. \quad (2.42)$$

O ganho para pequenos sinais é definido por [23]:

$$g_0 = \Gamma \alpha N_0 \left[\left(\frac{I}{I_0} \right) - 1 \right] \quad (2.43)$$

onde $I_0 = qN_0 V_{ra} / \tau_c$ é a corrente de transparência. As Eqs. (2.38) e (2.40) representam a propagação do pulso em amplificadores ópticos a semicondutor, e podem ser simplificadas utilizando-se um sistema de referência que se movimenta em relação ao amplificador com velocidade igual à do pulso, obtendo [23]:

$$\tau = t - \frac{z}{v_g}. \quad (2.44)$$

Separando a amplitude e a fase do pulso, tem-se [23]:

$$A = \sqrt{P} \exp(j\phi) \quad (2.45)$$

onde $P(z, \tau)$ e $\phi(z, \tau)$ são a potência e a fase do pulso, respectivamente. Relacionando a Eq. (2.38) e (2.41) com a Eq. (2.35) e (2.40), obtém-se [23]:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{int})P \quad (2.46)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{1}{2} \alpha_H g \quad (2.47)$$

$$\frac{\partial g}{\partial \tau} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{gP}{E_{sat}}. \quad (2.48)$$

A Eq. (2.47) mostra a origem da automodulação de fase (*self-phase modulation* - SPM). A dependência do tempo do ganho saturado $g(z, t)$ leva a uma modulação de fase temporal, isto é, o pulso modula sua própria fase como resultado da saturação do ganho [23]. As Eqs. (2.46) e (2.48) podem ser resolvidas analiticamente para $\alpha_{int} \ll g$. Nesse sentido, usando-se $\alpha_{int} = 0$, integrando as Eq. (2.46) e (2.47) ao longo do comprimento do amplificador, obtém [23]:

$$P_{out}(\tau) = P_{in}(\tau)\exp[h(\tau)]. \quad (2.49)$$

A fase $\phi_{out}(\tau)$ na saída do amplificador é dada por [23]:

$$\phi_{out}(\tau) = \phi_{in}(\tau) - \frac{1}{2}\alpha h(\tau) \quad (2.50)$$

onde $P_{in}(\tau)$ e $\phi_{in}(\tau)$ são a potência e a fase do sinal de entrada. A função $h(\tau)$ é definida [23]:

$$h(\tau) = \int_0^L g(z, t) dz. \quad (2.51)$$

Fisicamente, $h(\tau)$ representa o ganho integrado em cada ponto do perfil do pulso, ao longo da cavidade. Se a Eq. (2.48) for integrada ao longo do comprimento do amplificador, e usando-se a Eq. (2.46) para eliminar o produto gP , $h(\tau)$ é solução da seguinte equação ordinária [23]:

$$\frac{dh}{d\tau} = \frac{g_0 L - h}{\tau_c} - \frac{P_{in}(\tau)}{E_{sat}} [\exp(h) - 1]. \quad (2.52)$$

A Eq. (2.52) representa o comportamento de $h(\tau)$ para sinais variantes no tempo e permite também determinar o ganho do amplificador. O espectro do pulso pode ser obtido usando [23]:

$$S(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} [P_{out}(\tau)]^{1/2} \exp[j\phi_{out}(\tau) + j(\omega - \omega_0)\tau] d\tau \right|^2. \quad (2.53)$$

Entender o funcionamento dos amplificadores ópticos a semicondutor, através do estudo de seu ganho e equações de taxa do ganho é importante, pois efeitos não-lineares aparecem quando o ganho óptico do amplificador satura. A partir de tais efeitos não-lineares, podem-se desenvolver funcionalidades no domínio óptico como chaveamento óptico, conversão em comprimento de onda, regeneração de sinais ópticos, etc.

2.2.3 Efeitos não-lineares em SOA

Quando um sinal de entrada no SOA é suficientemente alto de modo a atingir níveis de saturação do ganho, a densidade de portadores N varia significativamente com a potência, ocasionando a variação do ganho e do índice de refração da cavidade. Tal comportamento não-linear é indesejável em sistemas com multiplexação por divisão em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* - WDM), afetando a amplificação simultânea de todos os canais [24]. Pode-se operar o SOA em regime linear através de duas maneiras. Uma é adicionar uma componente à corrente de polarização do SOA, dependente do sinal óptico de entrada, mantendo o ganho óptico praticamente constante [25]. A outra maneira, consiste na implementação do SOA de ganho grampeado (*gain-clamped SOA*), no qual injeta-se na região ativa, um sinal óptico de bombeio com comprimento de onda menor (maior energia) do que a portadora, minimizando a modulação da densidade de portadores elétricos. Isto acontece uma vez que o sinal de bombeio fornece a inversão de população necessária para suprir a queima excessiva de portadores, devido à amplificação de múltiplos canais, fazendo o ganho permanecer praticamente constante.

Os efeitos não-lineares classificam-se em efeitos intrabanda e interbandas, dando origem à automodulação de fase (SPM), modulação cruzada de ganho (*cross-gain modulation* – XGM), modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation* – XPM) e a mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* – FWM). Mesmo sendo grandes os problemas advindos da amplificação multicanal por SOAs, tais efeitos estão sendo estudados e explorados para implementação no processamento do sinal no domínio óptico como: conversão em comprimento de onda [26], regeneração de sinais [3], geração de pulso de micro-ondas [27].

2.2.3.1 Efeitos intrabanda

Para sinais com taxa de bits elevada, cuja a duração do pulso é muito menor que o tempo de vida dos portadores, a saturação do ganho é determinada pela energia de saturação E_{sat} , definida anteriormente pela Eq. (2.41), não dependendo da largura do pulso. Entretanto, para pulsos da ordem de picosegundos, é observado experimentalmente que a energia de saturação não é mais fornecida por aquela expressão simples e depende da largura do pulso [28]. Esse fato foi explicado por um modelo teórico que inclui dois processos intrabanda: o aquecimento de portadores (*carrier heating*) e a queima spectral de lacunas (*spectral hole-burning*). Esses efeitos

alteram a distribuição de portadores nas bandas de energia, mas não alteram a sua concentração total. O aquecimento de portadores apresenta constantes de tempo em torno de 200 à 700 fs, enquanto que, para a queima de lacunas, esses valores estão em torno de 50 à 80 fs [28].

2.2.3.2 Efeitos interbandas

Quando um feixe óptico suficientemente intenso incide sobre um amplificador, ele irá saturar a absorção pelo enchimento da banda de condução, quando a maioria dos estados disponíveis na banda de condução estiverem ocupados. Para um amplificador laser a semiconductor, o feixe óptico incidente é amplificado por emissão estimulada, e agora a amplificação é saturada pelo esvaziamento da banda de condução. Associada a esta saturação de ganho/absorção está uma correspondente mudança no índice de refração. Para uma boa aproximação, toma-se o índice de refração proporcional à densidade de portadores, e a manipulação das equações de taxa no estado estacionário fornece a seguinte dependência aproximada da potência óptica P com o índice de refração n [29]:

$$n = n_0 - g_0 \left(\frac{dn/dN}{dg/dN} \frac{P/P_{sat}}{1 + P/P_{sat}} \right) \quad (2.54)$$

onde n_0 é o índice de refração na ausência da luz e dn/dN representa a variação do índice de refração com a densidade de portadores. A razão dn/dN para dg/dN é diretamente proporcional ao fator de alargamento da largura de linha [29]. O índice de refração não-linear dá origem à correspondente mudança de fase na luz, o qual pode ser explorada em dispositivos interferométricos. A mais simples dessas configurações é a utilização de um FP-SOA, onde, à medida que se aumenta a potência óptica do sinal, a mudança não-linear de fase age de forma a mudar o comprimento do caminho óptico na cavidade e desviar as ressonâncias para comprimentos de onda maiores [29]. As propriedades dinâmicas das não-linearidades interbanda são governadas, em uma aproximação para pequenos sinais, pelo tempo de vida efetivo dos portadores [29]:

$$\frac{1}{\tau_{eff}} = \frac{1}{\tau_c} + \frac{P}{E_{sat}} \quad (2.55)$$

onde $\tau_c = dg/dR$ é o tempo de vida diferencial de portadores.

Os principais efeitos não-lineares envolvidos em SOA, tendo origem na dinâmica de portadores e causados principalmente pelas mudanças na densidade de portadores, induzida pelos sinais de entrada são: SPM, XPM, XGM e FWM. Através da XPM, XGM e FWM é possível realizar conversão em comprimento de onda, através da saturação do ganho [30]. No capítulo 3, serão apresentados alguns dos principais fatores que degradam um sistema óptico. Alguns fatores como: atenuação, dispersão cromática, SPM no SOA e na fibra, espalhamento estimulado Brillouin e Raman e ruído de emissão espontânea amplificada (ASE), podem degradar o desempenho de um sistema óptico, conseqüentemente sinais DQPSK e QAM.

Capítulo 3

Degradação do Sinal Óptico

Neste capítulo serão apresentados os fatores que degradam um sinal óptico, limitando a sua transmissão em sistemas de comunicações ópticas de longa distância.

3.1 Perdas na Fibra Óptica

Uma fibra óptica monomodo é um meio excepcionalmente transparente para os comprimentos de onda utilizados em comunicações ópticas, com coeficientes de atenuação abaixo de 0,2 dB/km através de uma largura de banda de muitos Terahertz. No entanto, após consideráveis distâncias de propagação, bem como depois de passar através de elementos de rede, tais como multiplexadores *add/drop* óptico reconfiguráveis (*reconfigurable optical add/drop multiplexer* – ROADM), a potência do sinal pode cair abaixo do limiar de detecção dos receptores ópticos [10]. A forma mais comum de degradação de um sinal é a atenuação [31].

3.1.1 Atenuação

Em condições gerais, as mudanças da potência média óptica P do fluxo de bits propagando dentro de uma fibra é governada pela lei de Beer [2]:

$$\frac{dP}{dz} = -\alpha P \quad (3.1)$$

onde α é o coeficiente de atenuação. Se $P_{in/fibra}$ é a potência lançada na entrada da fibra, a potência de saída $P_{out/fibra}$ no fim da fibra de comprimento L é dada por [2]:

$$P_{out/fibra} = P_{in/fibra} \exp(-\alpha L). \quad (3.2)$$

É habitual expressar α em dB/km usando a relação [2]:

$$\alpha(\text{dB/km}) = -\frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out/fibra}}{P_{in/fibra}} \right) \approx 4.34. \quad (3.3)$$

As perdas na fibra dependem do comprimento de onda de luz transmitido. A Figura 3.1 mostra o espectro de perda $\alpha(\lambda)$ de uma fibra de sílica moderna. Tradicionalmente *três janelas de comprimento de onda* têm sido extensivamente usadas em comunicações ópticas: 850, 1310 e 1550 nm.

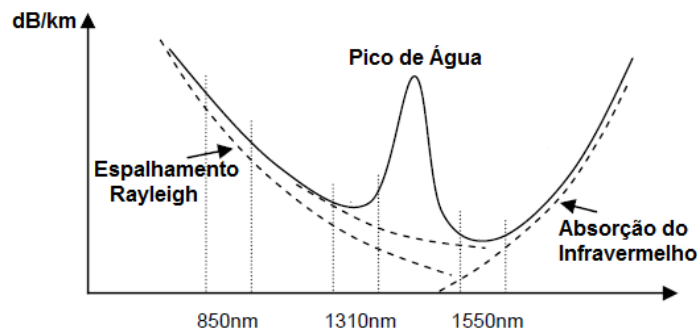


Figura 3.1: Perfil de atenuação de uma fibra monomodo de sílica, bem como outros mecanismos de perda [31].

Devido à alta atenuação na janela de 850 nm, ela é usada apenas para curtas distâncias [31]. A fibra exibe uma perda entorno de 0,2 dB/km na janela de 1550 nm, e o valor mais baixo foi obtido pela primeira vez em 1979. Esse valor está perto do limite fundamental entorno de 0,16 dB/km para a fibra de sílica. A janela de 1310 nm exibe um valor de atenuação de 0,5 dB/km, além de apresentar mínima dispersão, e foi usada na segunda geração de sistemas de onda de luz [2]. Vários fatores contribuem para a perda global na fibra, sendo absorção do material e espalhamento Rayleigh os mais importantes [2, 6].

3.1.1.1 Absorção Material

Absorção material pode ser dividida em duas categorias: absorção intrínseca e extrínseca. Absorção intrínseca corresponde à absorção pela sílica fundida, no qual qualquer material absorve em certos comprimentos de onda, correspondentes às ressonâncias eletrônicas e vibracionais associadas a moléculas específicas. Para a sílica (SiO_2), ressonâncias eletrônicas ocorrem na região do ultravioleta ($\lambda > 0,4 \mu\text{m}$) e ressonâncias vibracionais ocorrem na região do infravermelho ($\lambda > 7 \mu\text{m}$) [2]. Absorção extrínseca, deve-se à presença de impurezas de metais

em transição na fibra como ferro (Fe), cobre (Cu), cobalto (Co), níquel (Ni), manganês (Mn) e cromo (Cr), que absorvem fortemente na faixa de comprimento de onda de 0,6 a 1,6 μm . Sílica de alta pureza pode ser obtida usando técnicas modernas. A principal fonte de absorção extrínseca na fibra de sílica é a presença de vapor de água. A ressonância vibracional do íon OH produz absorção em 1,39 μm . Em fibras novas, conhecidas como fibra seca (*dry fiber*), a concentração do íon OH é reduzido a níveis tão baixos, que o pico em 1,39 μm quase desaparece [2].

A Figura 3.2 mostra os diagramas de olho de um sinal NRZ-DQPSK simulado para uma taxa de 20 Gbps, transmitido através de uma fibra monomodo padrão com um comprimento de 75 km. Na Figura 3.2 (a), o diagrama de olho representa o sinal na entrada da fibra, e em (b), o diagrama mostra o sinal na saída da fibra, desconsiderando a dispersão cromática. O sinal após trafegar pelo comprimento da fibra é fortemente atenuado, prejudicando o desempenho do sistema.

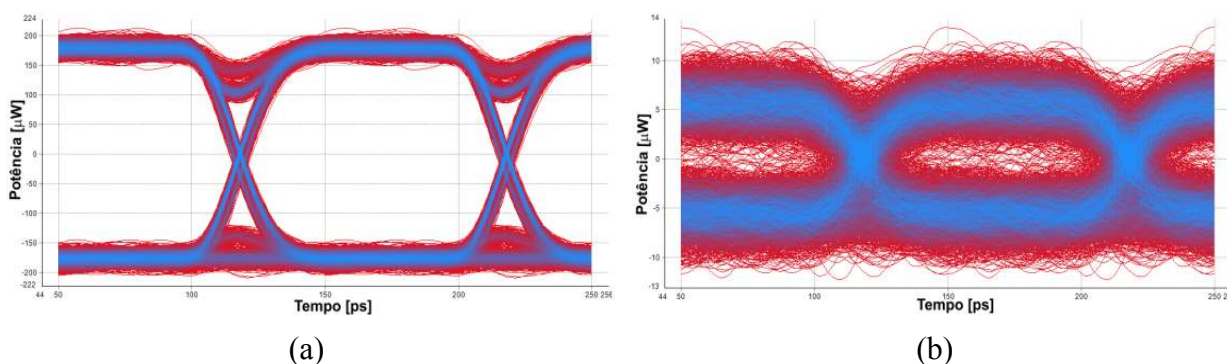


Figura 3.2: Diagramas de olho demonstrando o efeito da atenuação em um sinal NRZ-DQPSK simulado em 20 Gbps: (a) antes da fibra e (b) depois da fibra.

3.1.1.2 Espalhamento Rayleigh

Espalhamento Rayleigh é um mecanismo de perda fundamental decorrente de microscópicas flutuações locais na densidade da sílica. As moléculas da sílica se movem aleatoriamente no estado fundido e de congelamento durante a fabricação da fibra. As flutuações de densidade levam a flutuações aleatórias no índice de refração em uma escala menor do que o comprimento de onda óptico. O espalhamento da luz nesse meio é conhecido como espalhamento Rayleigh (*Rayleigh scattering*) [2]. O espalhamento Rayleigh também é responsável pela cor azul do céu. Comprimentos de onda menores (mais azul) da luz do sol, espalham-se mais à medida que viajam através da atmosfera, e encontram as moléculas de gás no ar dando origem à

cor azul do céu [31]. A contribuição do espalhamento Rayleigh pode ser reduzido abaixo de 0,01 dB/km em comprimentos maiores do que 3 μm , porém, fibras de sílica não podem ser usadas nessa região de comprimento de onda, já que a absorção do infravermelho começa dominar na fibra entorno de 1,6 μm .

3.2 Dispersão Cromática

A dispersão cromática (*chromatic dispersion* - CD) é um importante fator de limitação da distância de transmissão em alta velocidade de sistemas WDM [32]. Quando uma onda eletromagnética interage com os elétrons ligados de um dielétrico, a resposta do meio, em geral, depende da frequência óptica ω . Essa propriedade é referida como dispersão cromática, e manifesta através da dependência da frequência com o índice de refração $n(\omega)$ [2]. Dispersão na fibra desempenha um papel crítico na propagação de pulsos ultra-curtos, devido às diferentes componentes associadas com o pulso, que viajam em diferentes velocidades dada por $c/n(\omega)$. Quando efeitos não-lineares não são consideráveis, a dispersão causa o alargamento do pulso, podendo ser prejudicial ao sistema de comunicações ópticas [2]. A equação para a evolução do campo óptico $E(z, t)$, representando um sinal óptico modulado propagando na direção z , ao longo de uma fibra dispersiva é dada por [10]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} + \frac{i}{2}\beta_2(z)\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3(z)\frac{\partial^3 E}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2}E = 0 \quad (3.4)$$

onde $\alpha(z)$ denota o coeficiente de perda na fibra, e mostra a evolução da potência ao longo da fibra. O parâmetro $\beta_2(z)$ é chamado de dispersão de velocidade de grupo (*group velocity dispersion* – GVD), e representa a mudança na velocidade de grupo com a frequência angular ω , e é a responsável pelo alargamento do pulso. A GVD é obtida a partir da constante de propagação $\beta(\omega)$ usando [10]:

$$\beta_2 = \left[\frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right]_{\omega=\omega_{D0}} \quad (3.5)$$

onde ω_{D0} é a frequência angular na qual a GVD é avaliada. O coeficiente $\beta_3(z)$ conta para uma mudança da GVD com a frequência, e é referida como parâmetro de dispersão cromática de

terceira ordem. Para a especificação da dispersão na fibra, o parâmetro D_c é mais comumente usado do que β_2 , e é dado nas unidades de [ps/km · nm] [10]:

$$D_c(z) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2(z) \quad (3.6)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, e λ é o comprimento de onda do sinal. A Figura 3.3 exibe os diagramas de olho de um sinal NRZ-DQPSK simulado, (a) sem e (b) com dispersão cromática.

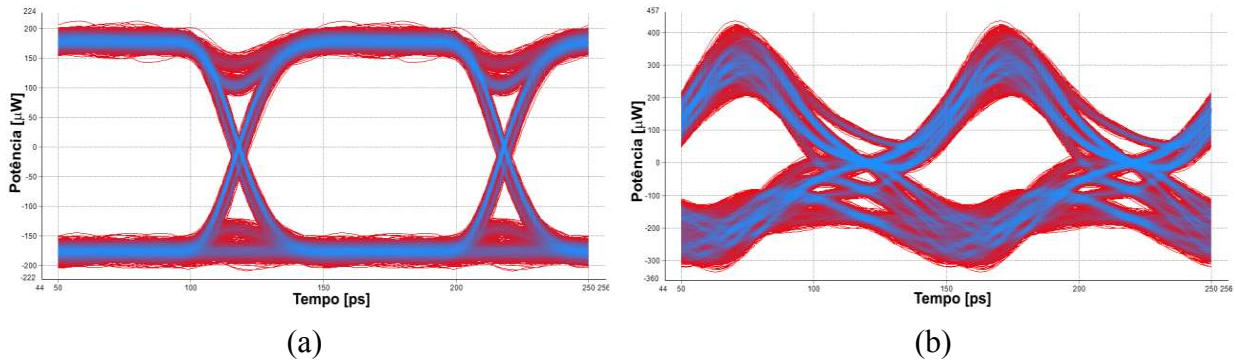


Figura 3.3: Diagramas de olho demonstrando o efeito da dispersão cromática em um sinal NRZ-DQPSK simulado em 20 Gbps: (a) antes da fibra e (b) depois da fibra.

Dado que a dispersão cromática depende do material da fibra (dispersão material) e da geometria do guia de onda (dispersão do guia de onda), a dispersão na fibra pode ser projetada para alcançar valores positivos e negativos. Dessa maneira, carretéis modulares com fibras de dispersão negativa (*dispersion compensating fiber* – DCF) são usados para compensar a dispersão positiva acumulada ao longo do comprimento da fibra [10]. Geralmente, fibras DCF possuem valor de dispersão negativa entorno de -100 [ps/km · nm]. Esse valor é alto o suficiente para se poder compensar a dispersão positiva acumulada utilizando poucos metros de fibra DCF.

3.3 Não-linearidades

Como citado anteriormente, sistemas de comunicações ópticas estão sujeitos a vários fatores de degradação, por exemplo, efeitos lineares ou de primeira ordem como atenuação e dispersão cromática. Efeitos não-lineares podem surgir nesses sistemas, se a potência lançada na fibra for alta o suficiente, ou através da saturação do ganho de amplificadores ópticos como os SOAs. Efeitos não-lineares como, XPM, XGM e FWM, geralmente estão presentes em sistemas WDM, e SPM pode ocorrer tanto em sistemas WDM quanto em um sistema de apenas um canal.

SPM e XPM desempenham um papel importante porque elas convertem flutuações de intensidade em flutuações de fase. Devido à origem não-linear dessas flutuações, o ruído de fase induzido por eles é conhecido como ruído de fase não-linear [2].

Outros efeitos não-lineares como, espalhamento estimulado Brillouin (*stimulated Brillouin scattering* - SBS) e o espalhamento estimulado Raman (*stimulated Raman scattering* – SRS), são espalhamento da luz de forma inelástica, ou seja, a frequência (ou energia do fóton) não permanece inalterada, também serão apresentados [2]. Nesta seção, apresenta-se apenas a SPM, devido ao uso de um único sinal NRZ-DQPSK para transmitir a informação, bem como o SBS e SRS.

3.3.1 SPM em SOA

A automodulação de fase (SPM) é um efeito não-linear que ocorre em função da operação do SOA em regime não-linear, em razão da saturação do seu ganho óptico. Devido à saturação do ganho no SOA, mudanças no índice de refração ocorrem devido à sua dependência com a intensidade do sinal, em resposta às variações na densidade de portadores [2]. A saturação do ganho introduz ruído de fase excessivo, o que pode deteriorar o desempenho de um sinal com a informação codificada na fase [34]. A geração do ruído de fase através das flutuações na densidade de portadores é um efeito não-linear análogo ao efeito Gordon-Mollenauer, o qual surge da automodulação de fase devido à não-linearidade Kerr da fibra óptica [34]. Enquanto a resposta do efeito não-linear Kerr de uma fibra é quase instantânea, o tempo de resposta não-linear de um SOA está ligado ao tempo de vida dos seus portadores [34, 35]. Assim como dito no capítulo 2, a SPM é originada através da Eq. (2.47), onde o pulso modula sua própria fase, em consequência do ganho saturado. Desta forma, pode-se considerar o deslocamento de fase não-linear ao longo do comprimento do SOA como [35]:

$$\phi_{nl}(\tau) = -\frac{\alpha}{2}h(\tau). \quad (3.7)$$

Então o deslocamento de fase não-linear introduzida pela SPM é definida como [35]:

$$\phi_{nl}(\tau) = \phi(L, \tau) - \phi(0, \tau). \quad (3.8)$$

A Figura 3.4 mostra as constelações de um sinal NRZ-DQPSK em 20 Gbps, antes e após a amplificação pelo SOA. Nesse caso, o SOA possui um ganho de 20 dB, e é possível observar que o mesmo distorce bastante a constelação do sinal (em vermelho). Isso se deve à presença tanto da ASE quanto da SPM, que em conjunto afetam a fase do sinal.

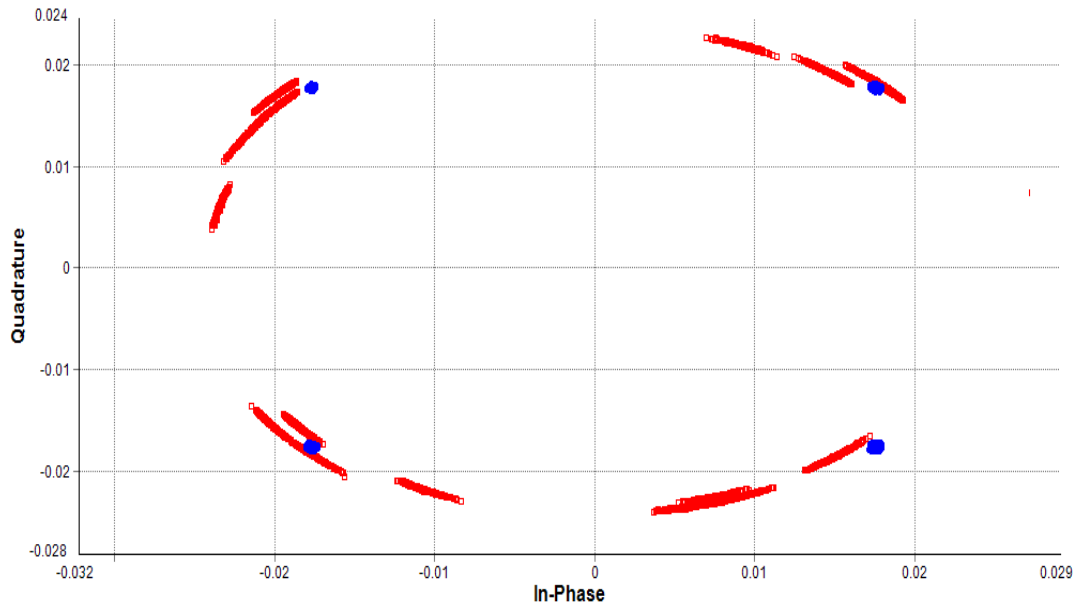


Figura 3.4: Diagrama de constelação de um sinal NRZ-DQPSK em 20 Gbps para: *back-to-back* (pontos azuis) e após o SOA (pontos vermelhos).

3.3.2 SPM em Fibras Ópticas

Considerando-se sinais propagando em uma fibra óptica monomodo altamente confinados em seu núcleo, e tendo uma área efetiva da ordem de μm^2 , a intensidade óptica desses sinais é da ordem de MW/cm^2 , podendo até exceder esse valor [10]. Em consequência dessa alta intensidade, o índice de refração da fibra torna-se dependente da intensidade do sinal óptico. Essa dependência é conhecida também como efeito Kerr óptico. Assim, o índice de refração da fibra inclui uma contribuição não-linear de [2]:

$$n'_r = n_{r0} + \bar{n}_2(P/A_{eff}) \quad (3.9)$$

onde n_{r0} é o índice de refração para pequenos sinais, \bar{n}_2 é o coeficiente de índice não-linear e A_{eff} é a área efetiva do núcleo. O valor de \bar{n}_2 é igual a $3,2 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$, e tipicamente sua contribuição ao índice de refração é bastante pequena [2]. Devido a fibra óptica possuir baixa perda e um comprimento de interação muito longo, o efeito do índice de refração não-linear

torna-se significativo, especialmente quando amplificadores ópticos são usados, para manter alta a potência óptica no enlace de fibra [2]. A constante de propagação torna-se dependente da potência e pode ser escrita como [2]:

$$\beta' = \beta_0 + \gamma P \quad (3.10)$$

onde,

$$\gamma = \frac{\omega_c \bar{n}_2}{A_{eff}} \quad (3.11)$$

é o coeficiente não-linear da fibra ou coeficiente de não-linearidade Kerr, ω_c é a frequência angular e c é a velocidade da luz no vácuo. O termo γ produz um deslocamento de fase não-linear dado por [2]:

$$\phi_{NL} = \int_0^L \gamma P(z) dz = \gamma L_{eff} P_{in} \quad (3.12)$$

onde P_{in} é assumida ser a potência lançada no início da fibra. Para a fibra de comprimento L e coeficiente de atenuação α , $P(z) = P_{in} e^{-\alpha z}$, e o comprimento não-linear efetivo é dado por [2]:

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha}. \quad (3.13)$$

Na prática, a dependência temporal de P_{in} faz a ϕ_{NL} mudar com o tempo. De fato, a potência óptica muda com o tempo, exatamente da mesma forma como o sinal óptico. Uma vez que essa automodulação de fase não-linear é auto induzida, o efeito não-linear responsável por isso é chamado de SPM [2].

A Figura 3.5 mostra a constelação para um sinal NRZ-DQPSK simulado em uma taxa de 20 Gbps. A constelação em azul representa o sinal passando pela fibra sem SPM, ou seja, o parâmetro que introduz a SPM na fibra foi zerado. E em vermelho, o sinal com SPM está representado pela constelação em vermelho. Como fases aleatórias ocorrem em função da SPM, conseqüentemente, frequências aleatórias também ocorrerão.

Dessa maneira, essas frequências aleatórias se somam ao sinal, e como resultado, um alargamento espectral ocorre [36].

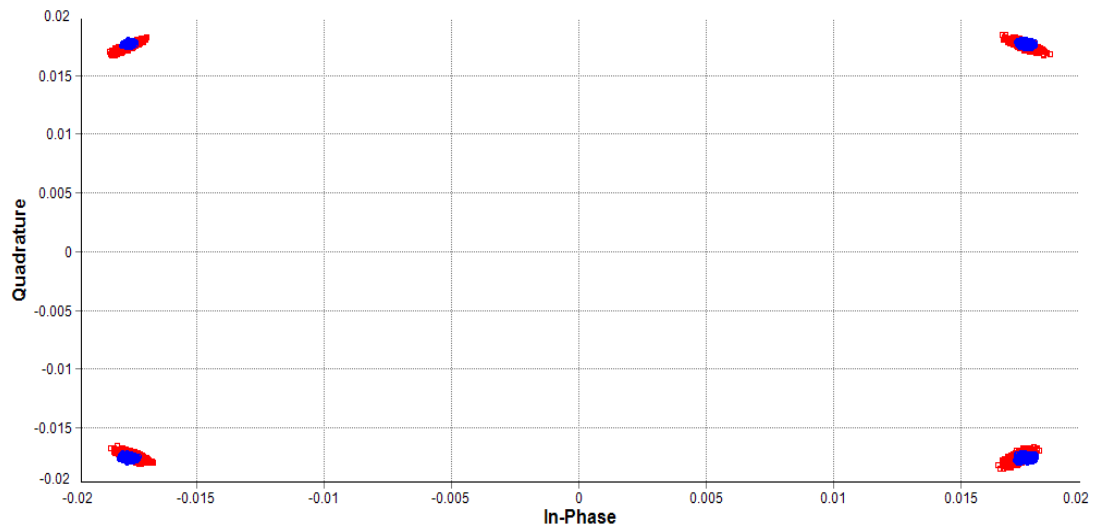


Figura 3.5: Diagrama de constelação de um sinal NRZ-DQPSK em 20 Gbps após trafegar por uma fibra de 35 km: sem SPM (pontos azuis) e com SPM (pontos vermelhos).

Uma consequência desse alargamento espectral, é que a dispersão cromática é acelerada devido ao maior número de componentes espectrais que acompanham o pulso óptico. Como pode ser visto pela Figura 3.6 (b), o sinal NRZ-DQPSK simulado, é fortemente distorcido pela presença da SPM. Isso evidencia que a SPM pode influenciar na dispersão cromática do sinal óptico.

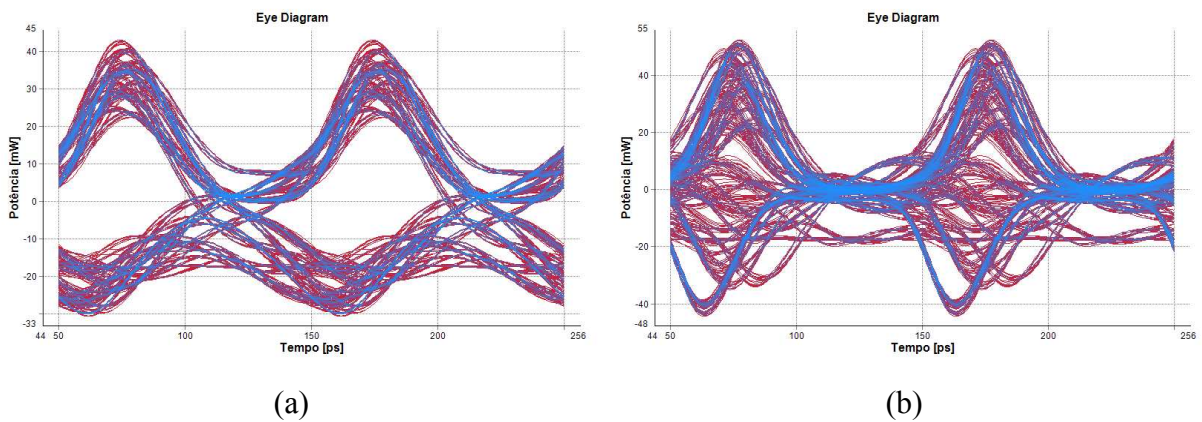


Figura 3.6: Diagrama de olho para um sinal NRZ-DQPSK simulado em 20 Gbps, com dispersão cromática: (a) sem SPM e (b) com SPM.

3.3.3 Espalhamento Estimulado da Luz

Os exemplos de espalhamento inelástico da luz como espalhamento Raman (*Raman scattering*) e espalhamento Brillouin (*Brillouin scattering*), podem ser entendidos como espalhamento de um fóton para um fóton de menor energia (Stokes), tal que a diferença de

energia aparece na forma de um fônon. A principal diferença entre eles é que fônons ópticos participam do SRS, enquanto que fônons acústicos participam do SBS [2]. Ambos os processos de espalhamento resultam em uma pequena perda de potência do sinal. Entretanto, seu espalhamento é suficientemente pequeno que a perda é desprezível em baixos níveis de potência. Em altos níveis de potência, os fenômenos não-lineares de espalhamento estimulado Brillouin (*stimulated Brillouin scattering* – SBS) e o espalhamento estimulado Raman (*stimulated Raman scattering* – SRS) tornam-se significantes. SBS ocorre somente no sentido contrário da transmissão óptica, enquanto que SRS ocorre em ambas às direções [2].

O processo físico por trás do espalhamento Brillouin estimulado é a tendência de materiais se tornarem comprimidos na presença de um campo elétrico. Para um campo elétrico oscilante em uma frequência de bombeio (*pump frequency*) Ω_p , esse processo gera uma onda acústica em alguma frequência Ω . Espalhamento espontâneo Brillouin pode ser visto como espalhamento da onda de bombeio a partir desta onda acústica, resultando na criação de uma nova onda em uma frequência de bombeio Ω_s [2]. O crescimento inicial da onda Stokes para SBS é dado por[2]:

$$\frac{dI_s}{dz} = g_B \cdot I_p \cdot I_s \quad (3.14)$$

onde I_s é a intensidade Stokes, I_p é a intensidade de bombeio e g_B é o coeficiente de ganho do Brillouin. O espectro do ganho Brillouin é muito reduzido com uma banda de 10 MHz aproximadamente. Tipicamente SBS ocorre quando o bombeio apresenta intensidade superior ao do valor limiar, geralmente podendo ser observado em uma potência de 10 mW [2].

Espalhamento Raman espontâneo ocorre em fibras ópticas quando a onda de bombeio é espalhada pelas moléculas da fibra, ou seja, o efeito é proveniente da interação da radiação eletromagnética com os fônons já presentes no meio, devido à agitação térmica. Alguns fótons do bombeio, “desistem” de sua energia para criar outros fótons de energia reduzida, em uma frequência mais baixa. A energia restante é absorvida pelas moléculas da sílica, que acabam em um estado vibracional excitado. Como não existe vibração acústica, espalhamento Raman espontâneo ocorre em todas as direções [2].

Similar ao SBS, o espalhamento Raman torna-se estimulado se a potência do bombeio é alta o suficiente. O SRS ocorre em ambas as direções da fibra. Fisicamente, o batimento entre o bombeio e a luz espalhada nessas duas direções cria uma componente de frequência, a qual age

como uma fonte que deriva das oscilações moleculares. Para SRS, o crescimento inicial da onda de Stokes pode ser dado por [2]:

$$\frac{dI_S}{dz} = g_R \cdot I_P \cdot I_S \quad (3.15)$$

onde I_S é a intensidade Stokes, I_P é a intensidade de bombeio e g_R é o coeficiente de ganho do Raman. O espectro de ganho Raman é muito largo tendo aproximadamente 30 THz. SRS é geralmente observado em potências do bombeio de 1 mW.

3.4 Ruído de Emissão Espontânea Amplificada

A adição de emissão espontânea (ruído) é uma consequência inevitável no processo de amplificação da luz. Nesse processo, os fótons gerados pela emissão espontânea também são amplificados, caracterizando o ruído de emissão espontânea amplificada (ASE). O espectro da ASE é tipicamente constante (“branco”) em todo espectro do sinal. Entretanto, as propriedades estatísticas da ASE, podem ser modificadas por interações não-lineares durante a propagação na fibra [10].

O uso de um filtro óptico na saída do amplificador pode reduzir o ruído, mas não eliminá-lo totalmente. Se vários amplificadores são concatenados para compensar periodicamente as perdas na fibra, a ASE acumula-se de forma aditiva em cada amplificador, degradando a relação sinal-ruído óptica no receptor. Na conversão do sinal óptico em um sinal elétrico $S(t)$, um receptor óptico de detecção de lei-quadrática (*square-law*), permite que o campo $N(t)$ da ASE “bata” contra o campo óptico $E(t)$ do sinal e produz [10]:

$$S(t) \propto |E(t) + N(t)|^2 = |E(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2\text{Re}\{E(t)N^*(t)\}. \quad (3.16)$$

O primeiro termo do lado direito representa o sinal desejado, enquanto que o segundo e terceiro termo, representam respectivamente o ruído de batimento ASE-ASE e o ruído de batimento sinal-ASE [10]. Em sistemas ópticos de fase modulada, o ruído ASE acrescentado por cada amplificador, afeta o sinal contribuindo para o ruído de fase não-linear, até o final do enlace de fibra. Uma vez que a mudança de fase não-linear em cada seção de fibra é aditiva, para uma cadeia de N amplificadores, o deslocamento de fase não-linear é dada por [2]:

$$\phi_{NL} = \gamma L_{eff} \sum_{k=1}^N \left[\left| A(0, t) + \sum_{j=1}^k n_j(t) \right|^2 \right] \quad (3.17)$$

onde $n_j(t)$ é o ruído adicionado pelo amplificador j -ésimo. Assim, a fase global $\phi(t)$ do sinal óptico no fim do enlace da fibra, pode ser muito diferente da fase inicial, devido ao deslocamento de fase introduzido pela ASE. Desse modo, a ASE também possui papel importante no desempenho de sistemas como DQPSK.

Capítulo 4

Simulações e Resultados para Sistema NRZ-DQPSK no *OptiSystem*

Neste capítulo são apresentadas as simulações e resultados para um sinal óptico com modulação NRZ-DQPSK amplificado por SOA, utilizando o *software* comercial *OptiSystem* da empresa *Optiwave*®.

4.1 Simulações

Para avaliar o sinal NRZ-DQPSK amplificado pelo SOA, montou-se um sistema baseado nos modelos apresentados na literatura e divide-se em: a- transmissor com o modulador DQPSK; b- enlace de transmissão o qual se divide em *back-to-back*, enlace com apenas SOA, enlace com apenas fibra e enlace com SOA e fibra, não necessariamente nessa ordem; c- receptor. A primeira etapa de simulações foi realizada com o *OptiSystem*, e a segunda etapa foi realizada com o *VPItransmissionMaker* da empresa *VPIphotonics*™, que será apresentada no capítulo 5. Nas simulações com o *OptiSystem*, as taxas de transmissão nos enlaces estudados foram de 10 (2x5) Gbps e 20 (2x10) Gbps e, utilizando o *VPItransmissionMaker*, as taxas de transmissão nos enlaces foram de 10 (2x5) Gbps, 20 (2x10) Gbps e 56 (2x28) Gbps. Basicamente o método para avaliar o sistema foi o mesmo para as duas etapas, sendo a única diferença entre os modelos montados é que, no *OptiSystem*, o sistema não possuiu pré-codificador.

4.1.1 Modelo e configuração para o *software OptiSystem*

A técnica computacional utilizada para o estudo dos efeitos do SOA no sistema óptico em questão é semelhante para as duas etapas. A Figura 4.1 mostra o diagrama do sistema montado no *OptiSystem*, e como as simulações se desenvolveram para demonstrar os efeitos de degradação ao sistema NRZ-DQPSK, utilizando o SOA para amplificação óptica. Alguns ensaios preliminares

foram realizados para definir um comprimento de onda ótimo, e assim garantir resultados razoáveis por simulação. A escolha do comprimento ótimo se deu da seguinte forma: para um sistema NRZ-DQPSK *back-to-back*, com taxa de transmissão de 10 (2x5) Gbps, duas palavras com comprimento $2^{15}-1$ foram utilizadas para gerar as componentes I e Q, e um laser com largura de linha e potência óptica fixa em 0,01 MHz e 0 dBm, respectivamente.

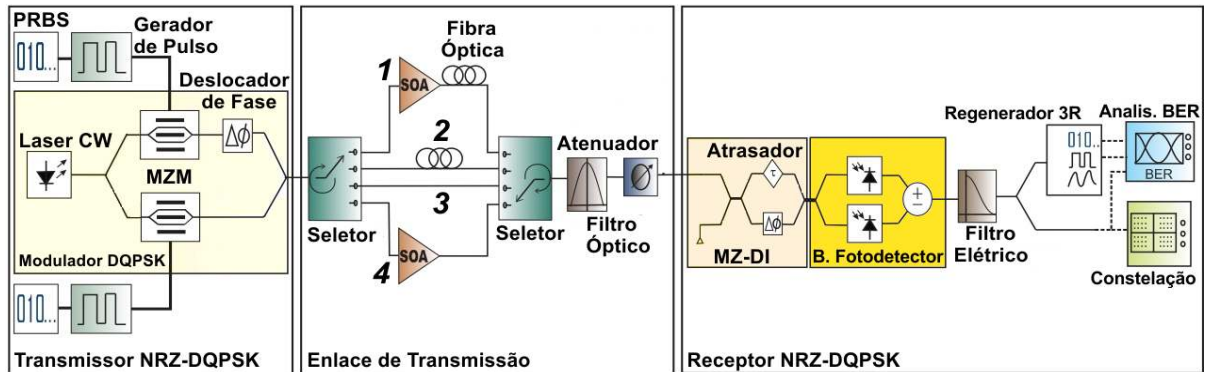


Figura 4.1: Desenho esquemático da configuração do sistema óptico NRZ-DQPSK simulado no *OptiSystem* com: 1) enlace com SOA e fibra, 2) enlace com apenas fibra, 3) b-t-b e 4) enlace com apenas SOA.

Com esses parâmetros fixos, foi realizada uma varredura em comprimento de onda em uma faixa de largura de 100 nm (1500 a 1600 nm), variando de 0,01 nm, intervalo de um comprimento de onda para o próximo. Posteriormente, foram escolhidos alguns comprimentos de onda que ocasionaram menor taxa de erro de bit (*bit error rate* – BER), e testados para ou taxas de transmissão (40, 50 e 100 Gbps), e também para outras larguras de linha (1 e 10 MHz). Finalmente, foi escolhido um único comprimento de onda para realizar as simulações no *OptiSystem*, 1551,48 nm.

No transmissor da Figura 4.2, duas seqüências de bit pseudo-aleatórias (*pseudo-random bit sequence* – PRBS) de comprimento $2^{15}-1$ são fornecidas pelos geradores PRBS e, no gerador de pulso essas seqüências de bits são transformadas em pulsos de formato NRZ. Os pulsos NRZ formam as componentes I, em fase (*in-phase*), e Q, em quadratura (*quadrature*), que são usadas para acionar os dois moduladores de fase Mach-Zehnder alinhados, um em cada braço do modulador DQPSK, sendo que um dos braços a fase da onda na portadora óptica é deslocada de 90° , pelo deslocador de fase. O laser gera uma portadora óptica com o comprimento de onda ótimo fixo ($\lambda = 1551,48$ nm), potência óptica e largura de linha fixas em 0 dBm e 0,01 MHz. Nesse modelo não implementou-se o pré-codificador, pois essa versão de *software* é limitada em componentes por ser uma versão acadêmica para experimentação (*academic trial*).

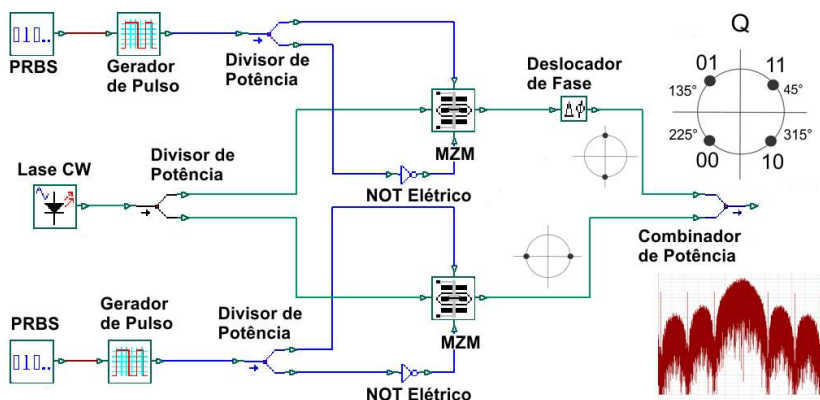


Figura 4.2: Desenho do transmissor NRZ-DQPSK montado no *OptiSystem*.

Na Figura 4.3 estão exemplificados os quatro diferentes tipos de enlaces usados para verificar por comparação entre os seus resultados (BER vs. potência óptica recebida), os efeitos causados no sinal óptico, quando o SOA é utilizado para amplificação do sinal. No enlace 1 e 4, tem-se um SOA modelo banda larga (*wideband model*), e no enlace 1 e 2 tem-se uma fibra monomodo padrão (*single mode fiber – SMF*). A fibra, de acordo com a taxa de transmissão, possui diferentes comprimentos, tendo 25 e 50 km para 10 (2x5) Gbps e, 5 e 10 km para 20 (2x10) Gbps, de forma a se obter resultados com BER abaixo de 10^{-3} . No enlace 2, a potência de entrada na fibra é equivalente à potência de saída do SOA, para analisar o sinal trafegando pela fibra com a mesma potência nos dois casos.

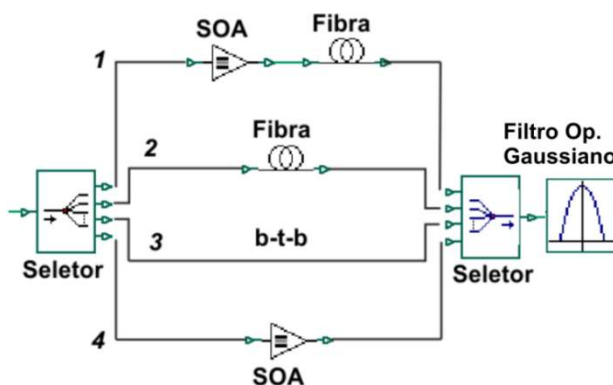


Figura 4.3: Desenho das quatro diferentes configurações de transmissão para o sinal óptico NRZ-DQPSK simuladas no *OptiSystem*: 1) enlace com SOA e fibra, 2) enlace com apenas fibra, 3) *back-to-back* e 4) enlace com apenas SOA.

A Tabela 4.1 apresenta alguns dos parâmetros relevantes do modelo de SOA banda larga, e também de um modelo de SOA mais simples. O SOA mais simples é um modelo que não causa muita deterioração ao sinal óptico, apenas amplificando o sinal sem introduzir as penalidades

inerentes aos efeitos não-lineares do SOA, operando em regime não-linear. Sendo assim, o modelo simples foi descartado para realizar as simulações com os enlaces citados e nas devidas taxas de transmissão propostas. A Tabela 4.2, mostra valores dos parâmetros da fibra monomodo padrão utilizada nas simulações.

Tabela 4.1: Parâmetros para os dois modelos de SOA testados.

Parâmetro	Modelo Simples	Banda Larga
Refletividade da faceta de entrada	-	5×10^{-5}
Comprimento ativo	500 μm	600 μm
Largura da região ativa	3 μm	0,4 μm
Altura da região ativa	0,8 μm	0,4 μm
Fator de confinamento óptico	0,3	0,45
Coefficiente de recombinação A	$143 \times 10^6 / \text{s}$	$360 \times 10^6 / \text{s}$
Coefficiente de recombinação B	$1 \times 10^{-16} \text{ m}^3 / \text{s}$	$5,6 \times 10^{-16} \text{ m}^3 / \text{s}$
Coefficiente de recombinação C	$3 \times 10^{-41} \text{ m}^6 / \text{s}$	$3 \times 10^{-41} \text{ m}^6 / \text{s}$
Velocidade de grupo	-	$75 \times 10^6 \text{ m/s}$
Constante de ganho a_0	$2,78 \times 10^{-20} \text{ m}^2$	$2,78 \times 10^{-20} \text{ m}^2$
Constante de ganho a_2	-	$2,9 \times 10^{32} \text{ m}^4$
Densidade de portadores na transparência	$1,4 \times 10^{24} \text{ m}^3$	$1,4 \times 10^{24} \text{ m}^3$
Largura de banda do ganho	-	122,5 nm
Largura de banda do ruído	-	20 nm

Tabela 4.2: Parâmetros para a fibra utilizada.

Parâmetro	Valor
Atenuação	0,2 dB/km
Dispersão	16,75 ps/nm/km
Declive de dispersão	0,075 ps/nm ² /km
Atraso diferencial de grupo	0,2 ps/km
Coefficiente de PMD	$0,5 \text{ ps}/(\text{km})^{1/2}$
Área efetiva	$80 \mu\text{m}^2$

No receptor NRZ-DQPSK da Figura 4.4, o sinal óptico é dividido entre os dois ramos (superior e inferior) do receptor. Em cada ramo, o sinal então é dividido entre os dois braços (superior e inferior) do interferômetro de atraso Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder delay*

interferometer – MZ-DI). No ramo superior o sinal é atrasado no tempo pelo retardador (*time delay*), onde o tempo de atraso corresponde ao período de 1 bit ou o período de 1 símbolo. Para a taxa de 10 (2x5) Gbps o tempo de atraso é de 0,2 ns, para a taxa de 20 (2x10) Gbps, o tempo de atraso é de 0,1 ns.

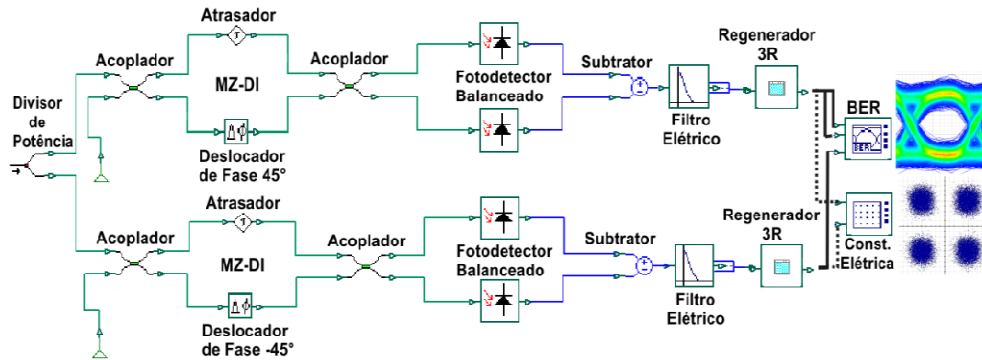


Figura 4.4: Desenho do receptor NRZ-DQPSK montado no *OptiSystem*.

A fase do sinal óptico é deslocada de 45° no ramo superior e -45° no ramo inferior. Posteriormente o sinal óptico é detectado pelos fotodetectores balanceados presentes em cada ramo, o que garante uma melhora em 3 dB na recepção em relação ao OOK. Após a subtração dos dois sinais elétricos gerados em cada fotodetector balanceado, o sinal elétrico resultante é então filtrado para eliminar o ruído gerado pelos fotodetectores. O filtro é um passa-baixa Bessel e sua frequência de corte é (de acordo com a taxa de transmissão) igual a: 4; 8; 15; e 38 GHz para 10 (2x5); 20 (2x10); 40 (2x20); e 100 (2x50) Gbps, respectivamente. E, por fim, ao final de cada ramo, um regenerador 3R foi utilizado para recuperar o relógio do sinal para obter as constelações elétricas e os valores de BER.

4.2 Resultados

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações descritas anteriormente para o sistema NRZ-DQPSK, bem como resultados para simulações onde são comparados os dois tipos de SOA (simples e banda larga) e o *back-to-back*.

4.2.1 Comparação entre os modelos de SOA e *back-to-back*

Antes de realizar as simulações, foi necessário avaliar os dois modelos de SOA que o *software* disponibilizava para uso. Uma vez que estes modelos possuem características diferentes

apresentados na Tabela 4.1, fez-se necessário caracterizá-los. A Figura 4.5 mostra um gráfico de BER vs. potência óptica recebida, para um sistema NRZ-DQPSK em taxas de transmissão de 20 (2x10), 40 (2x20) e 100 (2x50) Gbps, onde são empregados os dois modelos de SOA disponíveis. Para uma melhor comparação de resultados, foi simulado juntamente com os modelos um sistema *back-to-back*. A linha pontilhada com símbolos vazios representa os resultados para o *back-to-back*, a linha tracejada com símbolos cruzados representa os resultados para o sistema empregando o modelo de SOA simples e a linha cheia com símbolos cheios representa os resultados para o sistema empregando o modelo SOA banda larga.

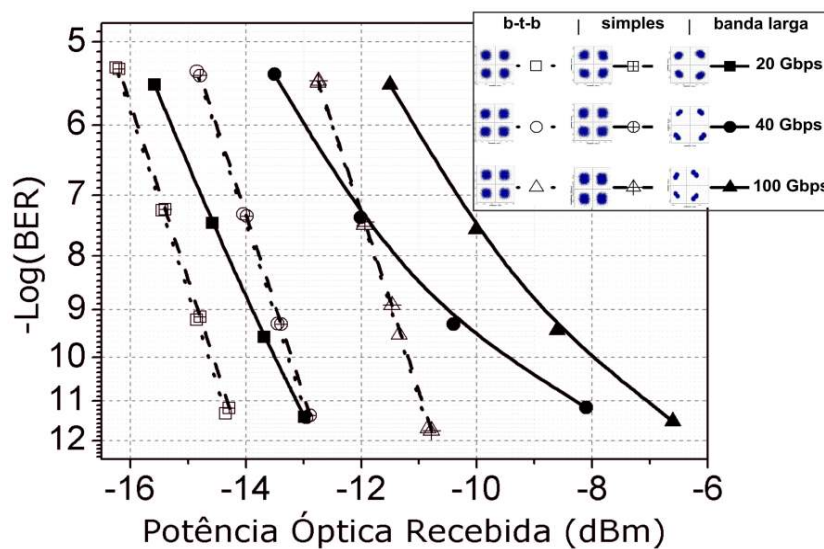


Figura 4.5: Comparação entre os modelos simples e banda larga de SOA e *back-to-back*, em taxas de transmissão de 20 (2x10), 40 (2x20) e 100 (2x 50) Gbps; constelações em destaque.

Pela Figura 4.5, é possível verificar a sobreposição das curvas dos resultados para o *back-to-back* e os resultados para o sistema com SOA simples em todas as taxas, demonstrando que não houve penalidades. Assim, o modelo simples não deteriorou o sinal NRZ-DQPSK, ou seja, o modelo apenas amplificou sua potência. É possível verificar também, que o modelo mais sofisticado, modelo banda larga, impõe penalidades ao sinal.

Para uma $BER=10^{-9}$, as penalidades são aproximadamente de ~ 1 dB, 3,5 dB e 3,2 dB respectivamente, para as taxa de 20, 40 e 100 Gbps. Nas taxas de 40 e 100 Gbps, o valor da BER tende a um patamar de erro em uma $BER=10^{-12}$, ou seja, a BER fica fixa nesse valor. Uma boa diferença percebida entre os modelos é o tempo que o *software* leva para calcular cada modelo de SOA. O SOA simples leva poucos minutos para ser calculado, já o SOA banda larga levou pelo menos 40 minutos em cada simulação.

4.2.2 Taxa de 10 Gbps

Aqui são apresentados e analisados os resultados do sistema óptico NRZ-DQPSK simulado para as quatro diferentes configurações em taxa de transmissão de 10 (2x5) Gbps. A Figura 4.6 mostra o gráfico de BER vs. potência óptica do sinal óptico NRZ-DQPSK, onde as quatro configurações são aplicadas individualmente na mesma taxa de 10 Gbps.

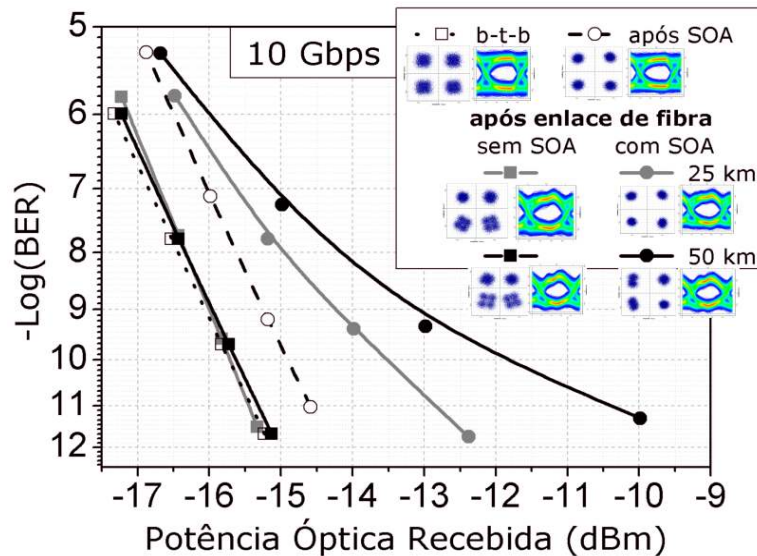


Figura 4.6: BER vs. potência óptica recebida para o sinal NRZ-DQPSK em 10 (2x5) Gbps: antes (*back-to-back*) e após amplificação pelo SOA, e para a propagação no enlace de fibra (25 e 50 km) sem e com amplificação pelo SOA; constelações e diagramas de olho em detalhe.

É possível observar que as curvas para *back-to-back* (linha preta pontilhada e símbolo vazio), enlace de fibra de 25 km sem amplificação (linha cinza cheia e símbolo cheio) e enlace de fibra de 50 km sem amplificação (linha preta cheia e símbolo cheio), apresentam resultados com valores próximos. Nesse caso os enlaces de fibras comparados ao *back-to-back* não sofreram penalidades, mas a situação é diferente quando o SOA é utilizado. A curva para o enlace onde se tem apenas o SOA (linha preta tracejada e símbolo vazio), observa-se as penalidades ocorrerem. Com relação a uma $BER = 10^{-11}$, a penalidade em relação ao *back-to-back* é de quase 1 dB.

A situação é ainda pior para o enlace com SOA e fibra, onde as curvas para o enlace com SOA e fibra de 25 km (linha cinza cheia e símbolo cheio) e o enlace com SOA e fibra de 50 km (linha preta cheia e símbolo cheio), tendem a um patamar de erro em uma $BER = 10^{-12}$. Para o enlace mais longo (fibra = 50 km), a penalidade é mais de 1 dB correspondendo a 0,04 dB/km em uma $BER = 10^{-9}$, e mais de 0,07 dB/km em uma $BER = 10^{-11}$. Isso mostra que, mesmo o sinal não

sofrendo de problemas de modulação de amplitude baseados em dispersões, a utilização de SOA pode distorcer a distribuição de fase no final de um enlace de fibra com comprimento razoável.

4.2.3 Taxa de 20 Gbps

Na Figura 4.7 são apresentados e analisados os resultados para o mesmo sistema óptico em taxa de transmissão de 20 (2x10) Gbps. Dobrando a taxa de bit (*bit rate*) de transmissão, a Figura 4.7 mostra resultados similares aos obtidos na taxa de 10 Gbps, mas aqui o sinal viaja por enlaces de fibra monomodo de 5 e 10 km. Comprimentos de fibra mais longos, não disponibilizaram operação do sistema livre de erro em valores razoáveis ($BER > 10^{-5}$), e seus resultados não são demonstrados aqui.

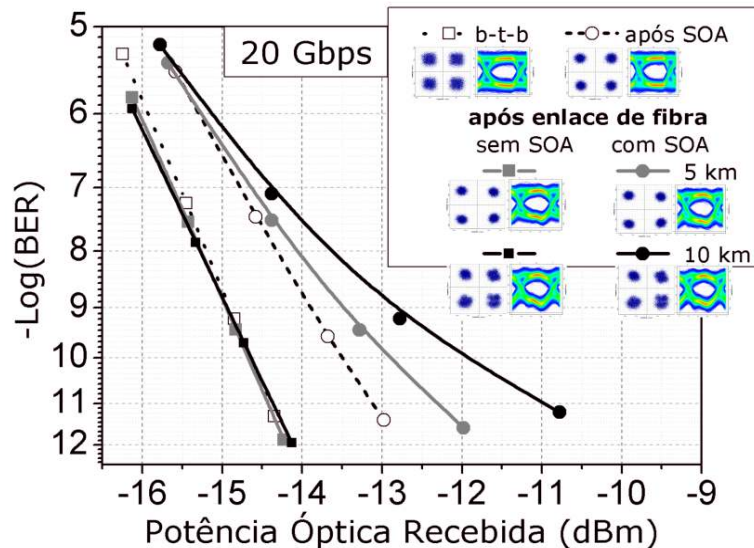


Figura 4.7: BER vs. potência óptica recebida para o sinal NRZ-DQPSK em 20 (2x10) Gbps: antes (*back-to-back*) e após amplificação pelo SOA, e para a propagação no enlace de fibra (5 e 10 km) sem e com amplificação pelo SOA; constelações e diagramas de olho em detalhe.

Nessa taxa de bit, o patamar de erro aparece em uma $BER = 10^{-11}$ para o enlace com SOA e fibra de 5 km (linha cinza cheia e símbolo cheio). A constelação do sinal se distorce para o enlace com SOA e fibra de 10 km, e vai piorando conforme se aumenta a taxa de bit, não demonstrada aqui. Novamente, o sinal pôde viajar pelos enlaces de fibra (5 e 10 km), sem penalidades, conforme suas respectivas curvas no gráfico. Mais uma vez, quando se usa o SOA, penalidades ocorrem e são piores quando o sinal é amplificado pelo SOA e trafega pela fibra. Mais de 1 dB de penalidade é encontrada, correspondendo a uma penalidade de 0,1 dB/km para a $BER = 10^{-9}$, e sempre maior para a $BER = 10^{-11}$.

Capítulo 5

Simulações e Resultados para Sistema NRZ-DQPSK no *VPITransmissionMaker*

O software *VPITransmissionMaker* é uma ferramenta para simulações de sistemas de comunicações ópticas que possui uma grande diversidade de componentes ópticos, conseguindo-se assim aproximar ainda mais da realidade, inclusive com o pré-codificador que não se pôde implementar no software *OptiSystem*.

Na Figura 5.1 é apresentado o desenho do transmissor NRZ-DQPSK com o pré-codificador implementado. De maneira geral, o transmissor da Figura 5.1 se assemelha ao transmissor da Figura 4.2, diferenciando-se pelo uso do pré-codificador.

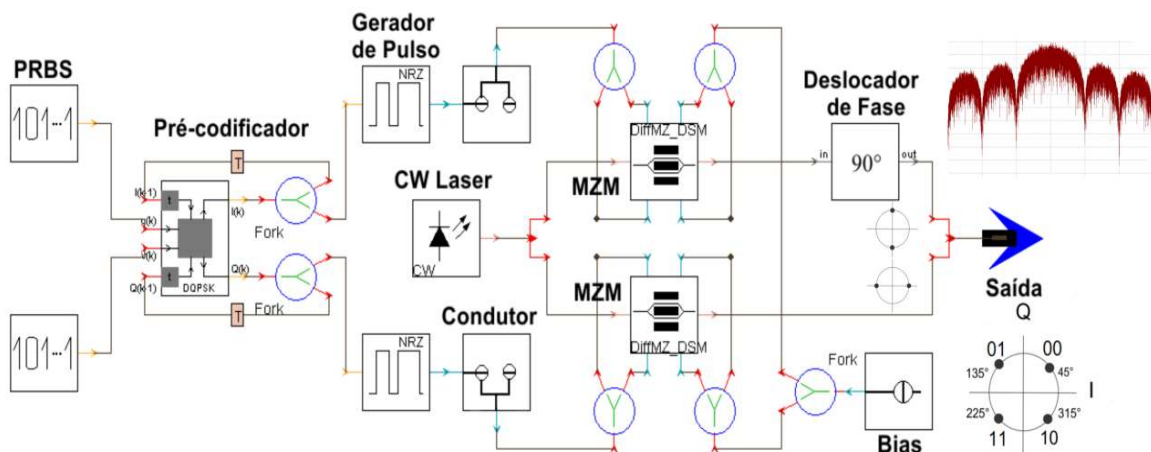


Figura 5.1: Desenho do transmissor NRZ-DQPSK montado no *VPITransmissionMaker*.

Os geradores PRBS fornecem duas seqüências pseudo-aleatórias de comprimento $2^{13}-1$ e segue para o pré-codificador. Como dito anteriormente no Capítulo 2, o pré-codificador tem por função mapear as seqüências de bits geradas em novas seqüências baseadas no código Gray, melhorando a robustez ao ruído no canal óptico. Optou-se, nessa segunda etapa, utilizarem-se os modelos (*galaxy*) que o programa já possui pronto, e adaptá-los ao objetivo. Alguns valores já

configurados nas *galaxys* não foram modificados, apenas os valores de interesse. A frequência no laser CW, foi um parâmetro já configurado que não foi modificado, fixado em 193,1 THz ou 1552,5243 nm. A potência também ficou fixa em 0 dBm. As taxas de transmissão utilizadas foram 10 (2x5), 20 (2x10) e 56 (2x28) Gbps. De maneira semelhante ao método realizado no *OptiSystem*, a Figura 5.2 representa os enlaces simulados no *VPITransmissionMaker*.

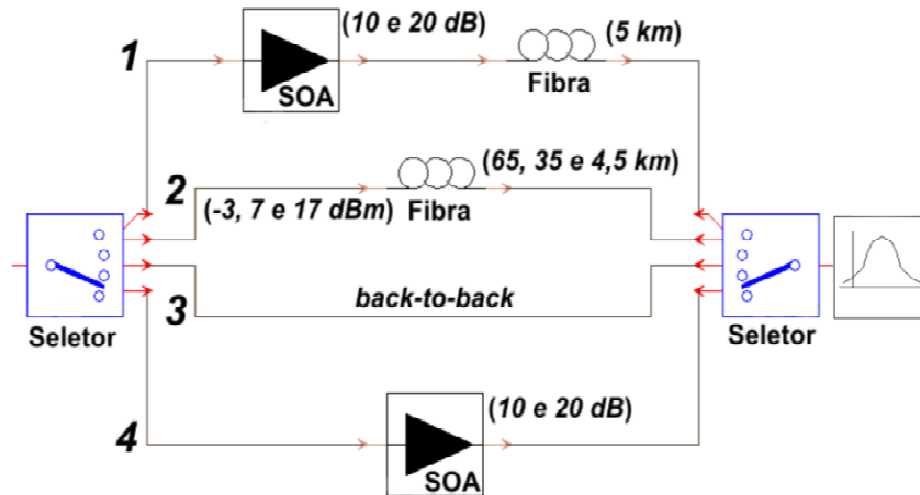


Figura 5.2: Desenho dos quatro tipos de enlace de transmissão para o sinal óptico NRZ-DQPSK montado no *VPITransmissionMaker*: 1) enlace com SOA e fibra, 2) enlace com apenas fibra, 3) *back-to-back* e 4) enlace com apenas SOA.

Cada enlace (1, 2, 3 e 4) é simulado individualmente para as taxas anteriormente citadas. No enlace 1, a fibra possui um comprimento de 5 km em todas taxas. O SOA, nos enlaces 1 e 4, é testado para dois diferentes ganhos, 10 e 20 dB, respectivamente. No enlace 2 são utilizadas três potências de entrada diferentes para a fibra (-3, 7 e 17 dBm), sendo que a fibra possui comprimentos de 65; 35; e 4,5km, para as taxas 10; 20; e 56 Gbps, respectivamente. As potências entrada, enlace 2, são utilizadas para comparar com as potências de entrada na fibra no enlace 1, quando usa-se o SOA para amplificar o sinal, ou seja, 7 dBm é equivalente à potência quando o SOA tem um ganho de 10 dB, e 17 dBm quando o SOA tem um ganho de 20 dB, respectivamente. O melhor caso, ou seja, onde o sistema NRZ-DQPSK tem seu melhor desempenho e melhores valores de BER, é representando pelo nº 3.

A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros para a fibra utilizada. É uma versão simplificada do módulo de fibra universal para simulação de transmissão de sinal não-linear de banda larga em fibras ópticas.

Tabela 5.1: Parâmetros da fibra universal para transmissão de sinal não-linear.

Parâmetro	Valor
Atenuação	0,2 dB/km
Dispersão	16 ps/nm/km
Declive de dispersão	0,08 ps/nm ² /km
Índice de refração de grupo	1,47
Índice de refração não-linear	$26 \times 10^{-21} \text{ m}^2/\text{W}$
Área efetiva	$80 \text{ } \mu\text{m}^2$

Na Tabela 5.2, tem-se os parâmetros para o SOA com a região ativa do tipo MQW com baixa realimentação.

Tabela 5.2: Parâmetros para o SOA do tipo MQW com baixa realimentação.

Parâmetro	Valor
Tipo de região ativa	MQW
Comprimento ativo	1000 μm
Largura da região ativa	2,5 μm
Fator de confinamento óptico	0,5
Recombinação Auger	$1,3 \times 10^{-41} \text{ m}^6/\text{s}$
Coefficiente de ganho linear	$30 \times 10^{-21} \text{ m}^2$
Coefficiente não-linear de ganho	$10 \times 10^{-23} \text{ m}^3$
Densidade de portadores na transparência	$1,5 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$
Largura de banda do ganho	10 THz
Largura de banda do ruído	10 THz

A Figura 5.3, mostra um caso especial simulado para o enlace 2, onde inseriu-se um bloco com fibras compensadoras de dispersão, e aumentando-se o comprimento da fibra para 50 km.

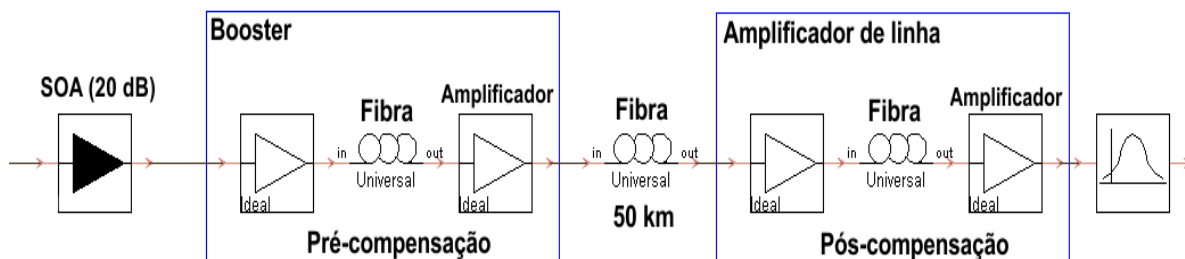


Figura 5.3: Desenho do enlace de fibra (50 km) mais SOA (20 dB de ganho), simulado com fibras compensadoras de dispersão.

Dessa forma, analisa-se o sinal com relação a um enlace de fibra de maior comprimento com dispersão compensada. A Tabela 5.3 mostra alguns dos valores para os blocos com fibra compensadora de dispersão.

Tabela 5.3: Parâmetros para os blocos de pré e pós-compensação de dispersão.

Parâmetro	Valor
Perda pré - compensação	10 dB
Perda pós - compensação	10 dB
Potência de saída - booster	0 dBm
Potência de saída - Amplificador de	0 dBm
Figura de ruído - pré	5
Figura de ruído - pós	5
Dispersão	-106 ps/nm/km
Declive de dispersão	-225 s/m ³
Índice não-linear	22e ⁻²¹ m ² /W
Área do núcleo	17,2 μm ²

A Figura 5.4, representa o receptor NRZ-DQPSK implementado no *VPITransmissionMaker*, suas características e funções são semelhantes ao receptor implementado no *OptiSystem*. A frequência de corte no filtro elétrico Bessel passa-baixa é correspondente a cada taxa utilizada, isto é, para as taxas de 10 (2x5); 20 (2x10); e 56 (2x28) Gbps, as frequências de corte são 3,5; 7; e 20 GHz.

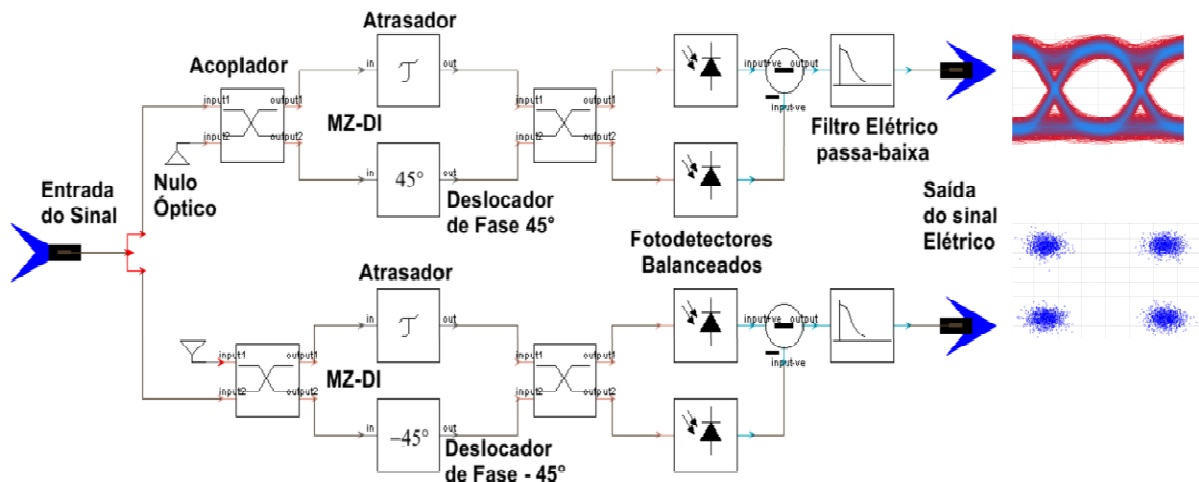


Figura 5.4: Desenho do receptor NRZ-DQPSK montado no *VPITransmissionMaker*.

5.1 Resultados

A seguir, são apresentados os resultados do sistema óptico NRZ-DQPSK simulado nas configurações supracitadas na Figura 5.2. Similarmente ao capítulo anterior, os enlaces são simulados individualmente nas taxas de 10, 20 e 56 Gbps.

5.1.1 Taxa de 10 Gbps

A Figura 5.5, representa os resultados das simulações realizadas para a taxa de 10 (2x5) Gbps. Observa-se que as curvas para o SOA com 10 dB de ganho, o enlace com apenas SOA (linha tracejada rósea com triângulo) e o enlace de fibra mais SOA (linha tracejada azul escuro com losango), apresentam penalidades em torno de 1 dB para uma BER = 10^{-12} . Quando o SOA opera com um ganho de 20 dB, tanto no enlace com apenas SOA (linha tracejada bege com triângulo) quanto no enlace de fibra mais SOA (linha tracejada marrom com pentágono), o valor da BER tende a um patamar de erro entorno de uma BER = 10^{-5} .

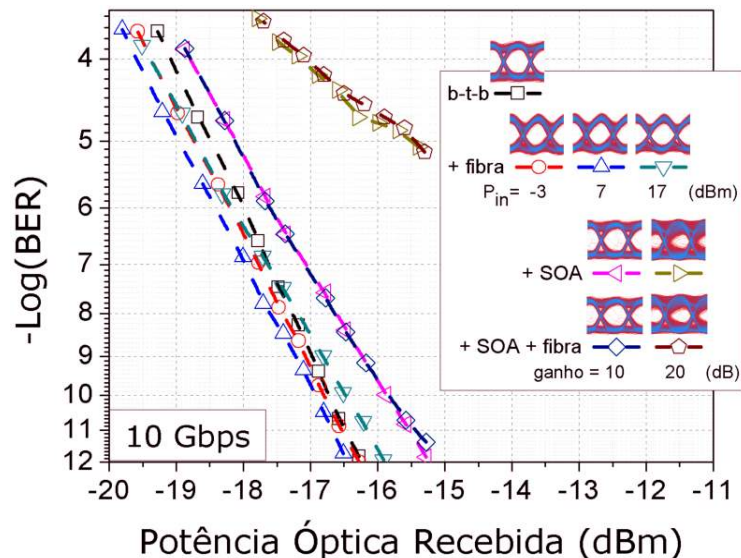


Figura 5.5: BER vs. potência óptica recebida para *back-to-back*, somente fibra (potência de entrada de -3, 7 e 17 dBm – fibra de 65 km), apenas SOA (ganho de 10 e 20 dB), e enlace de fibra (5 km) mais SOA (ganho 10 e 20 dB), em 10 (2x5) Gbps; diagramas de olho em detalhe.

Isso se deve ao ganho do SOA, que por ter um valor relativamente alto faz o dispositivo operar em regime não-linear, consequentemente, a fase do sinal é fortemente afetada por efeitos não-lineares gerados pelo dispositivo. A fibra com potências de entrada de -3 (linha tracejada vermelha com círculo) e 7 dBm (linha azul claro com triângulo), apresentam valores próximos ao

back-to-back para uma $BER = 10^{-12}$, assim os fatores limitantes são a atenuação e dispersão cromática, com o sinal viajando pelo enlace de fibra de 65 km sem grandes penalidades. Quando a potência de entrada foi de 17 dBm (linha tracejada verde com triângulo) e para a mesma $BER = 10^{-12}$, penalidade de 0,4 dB surge devido à alta potência de entrada na fibra fazendo aparecer alguns efeitos não-lineares, como por exemplo o efeito Kerr óptico resultando em automodulação de fase (SPM), dentre outros.

5.1.2 Taxa de 20 Gbps

Para a taxa de 20 (2x10) Gbps, como mostra a Figura 5.6, observam-se penalidades ocorrerem em todos os casos com relação ao *back-to-back* (linha preta tracejada). Quando o ganho do SOA é de 10 dB, o enlace com apenas SOA (linha tracejada rósea com triângulo) e o enlace de fibra mais SOA (linha tracejada azul escuro com losango), também apresentaram a mesma penalidade de 1 dB para uma $BER = 10^{-12}$. Para o SOA com ganho de 20 dB, o enlace com SOA (linha tracejada bege e triângulo) e o enlace de fibra mais SOA (linha tracejada marrom e pentágono), possuem grandes penalidades apresentando patamar de erro com $BER = 10^{-12}$ e $BER = 10^{-10}$, respectivamente.

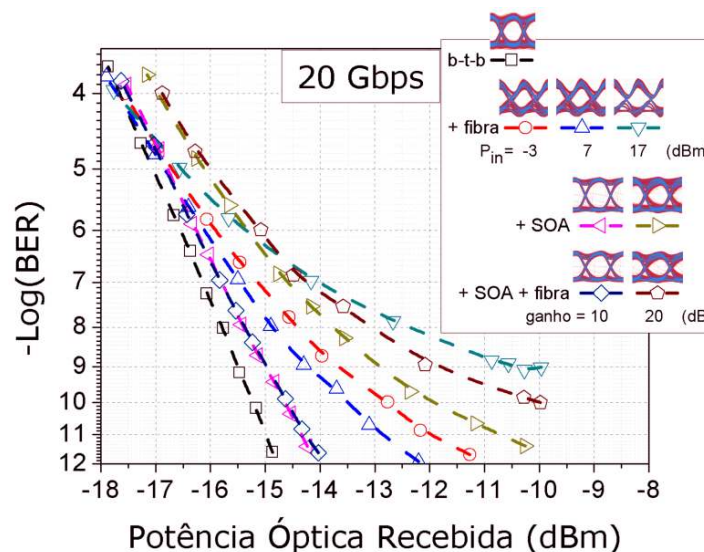


Figura 5.6: BER vs. potência óptica recebida para *back-to-back*, somente fibra (potência de entrada de -3, 7 e 17 dBm), apenas SOA (ganho de 10 e 20 dB – fibra de 35 km), e enlace de fibra (5 km) mais SOA (ganho 10 e 20 dB), em 20 (2x10) Gbps; diagramas de olho em detalhe.

E novamente, isso está de acordo com o fato de os efeitos não-lineares serem mais significantes para esse ganho, em contra partida ao ganho de 10 dB. O enlace com apenas fibra

com potência de entrada de 7 dBm (linha tracejada azul com triângulo), apresentou uma penalidade de quase 3 dB ($\sim 0,07$ dB/km). Os valores dos resultados para o enlace com apenas fibra (potência de entrada -3 e 7 dBm), diferem-se dos resultados para a taxa de 10 Gbps, devido à relação do comprimento máximo do enlace de fibra pela taxa de transmissão, ou seja, a dispersão tornou-se mais significativa.

Quando a potência de entrada na fibra foi de 17 dBm (linha tracejada verde com triângulo), a penalidade foi ainda maior chegando a um patamar de erro para $BER = 10^{-9}$, aproximadamente 5,5 dB ($\sim 0,15$ dB/km). Nesse caso com a fibra de comprimento igual a 35 km, a dispersão cromática tem maior relevância para a degradação do desempenho, em relação ao enlace de fibra mais SOA (linha tracejada marrom e pentágono) que possui uma fibra com comprimento de 5 km apenas. Juntamente com a dispersão cromática, os efeitos não-lineares devido à alta potência também contribuem para essa penalidade, o que gerou resultado pior do que os resultados quando se utiliza o SOA no sistema.

5.1.3 Taxa de 56 Gbps

A seguir apresentam-se os resultados para a taxa de 56 (2x28), Figura 5.7, onde também realizaram-se simulações para um caso especial em que no enlace de fibra com SOA de ganho 20 dB, colocou-se um bloco contendo fibras compensadoras de dispersão cromática.

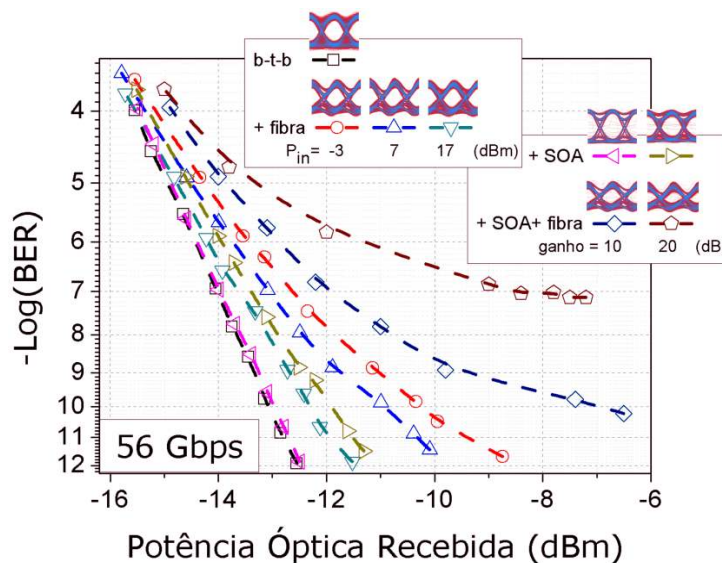


Figura 5.7: BER vs. potência óptica recebida para *back-to-back*, somente fibra (potência de entrada de -3, 7 e 17 dBm – fibra de 4,5 km), apenas SOA (ganho de 10 e 20 dB), e link de fibra (5 km) mais SOA (ganho 10 e 20 dB), em 56 (2x28) Gbps; diagramas de olho em detalhe.

Na taxa de 56 Gbps, Figura 5.7, o enlace com apenas SOA para o ganho 10 dB (linha tracejada rósea com triângulo) e o *back-to-back* (linha tracejada preta), apresentam praticamente o mesmo valor de BER = 10^{-12} . Os piores resultados foram para o enlace de fibra mais SOA com ganho 10 dB (linha tracejada azul escuro com losango), e enlace de fibra mais SOA com ganho 20 dB (linha tracejada marrom com pentágono). Nesses casos, os efeitos não-lineares presentes no SOA e na fibra são fatores determinantes para o desempenho do sistema, juntamente com a dispersão cromática presente. Mesmo a fibra contendo comprimento de 4,5 km a dispersão é relevante, pois o tempo do símbolo é de aproximadamente 0,036 ns.

O enlace de fibra com potência de entrada de 17 dBm (linha tracejada verde com triângulo) apresenta melhor resultado em relação às outras potências de entrada. Isso se deve ao fato de a fibra possuir apenas 4,5 km de comprimento, sugerindo que a atenuação é o fator determinante para os outros casos (-3 e 7 dBm). O enlace com apenas SOA e ganho de 20 dB (linha tracejada bege e triângulo), tem resultado melhor do que o enlace de fibra com potência de entrada de -3 (linha tracejada vermelha e triângulo) e 7 dBm (linha tracejada azul claro e triângulo), sendo melhor também do que o enlace de fibra mais SOA (ganho 10 dB). Isto se deve ao fato de os efeitos não-lineares no enlace com apenas SOA, terem menor influência no desempenho do que no enlace com apenas fibra, onde atenuação e dispersão cromática são mais determinantes. Observa-se que nessa taxa, para o enlace de fibra mais SOA com os dois ganhos, os efeitos não-lineares do SOA e da fibra juntamente com a dispersão cromática, determinam consideravelmente o desempenho do sistema. A Figura 5.8 mostra o gráfico para o caso especial.

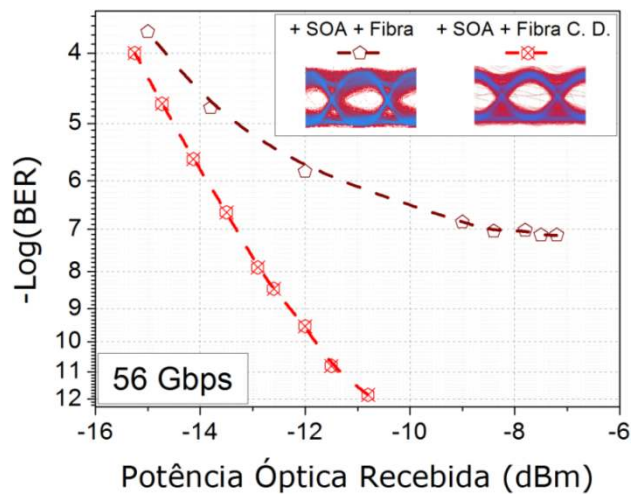


Figura 5.8: BER vs. potência óptica recebida para o caso especial com link de fibra (5 km) mais SOA (ganho 20 dB) e link de fibra (50 km) mais SOA (ganho 20 dB) com fibras compensadoras de dispersão em 56 (2x28) Gbps; diagramas de olho em detalhe.

Para o caso especial onde usou-se fibras compensadoras de dispersão, escolheu-se o enlace que possui os piores resultados, sendo assim, aplicou-se as fibras compensadoras de dispersão no enlace de fibra mais SOA com ganho de 20 dB. Assim, têm-se os resultados para o caso especial (linha vermelha com símbolo cruzado), onde observa-se que houve melhora significativa. Anteriormente sem a compensação de dispersão, havia um patamar de erro em uma $BER = 10^{-7}$, e posteriormente conseguiu-se chegar a um valor de $BER = 10^{-12}$, sendo que a fibra nesse caso possui 50 km de comprimento, ou seja, 10 vezes o comprimento anterior.

Capítulo 6

Simulações e Resultados para Sistema 16-QAM no *VPItransmissionMaker*

No âmbito do estudo da degradação do sinal óptico pelo SOA, com formatos de modulações avançadas, simulações foram realizadas para um sistema óptico de modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* – QAM). Assim, foi montado no *VPItransmissionMaker* um sistema óptico 16-QAM em taxa única de 56 Gbps, em que utilizou-se o recurso de ganho grampeado (*gain clamped*) para controlar o ganho do SOA, diminuindo seus efeitos ao sinal óptico 16-QAM. Juntamente com o ganho grampeado do SOA, a simulação para um enlace com extensão de fibra controladora de dispersão é realizada, podendo aumentar significativamente o comprimento do enlace de transmissão do sinal óptico. No transmissor de sinal óptico 16-QAM da Figura 6.1, o laser CW possui frequência central e potência fixas em 193.1 THz e 0 dBm, respectivamente.

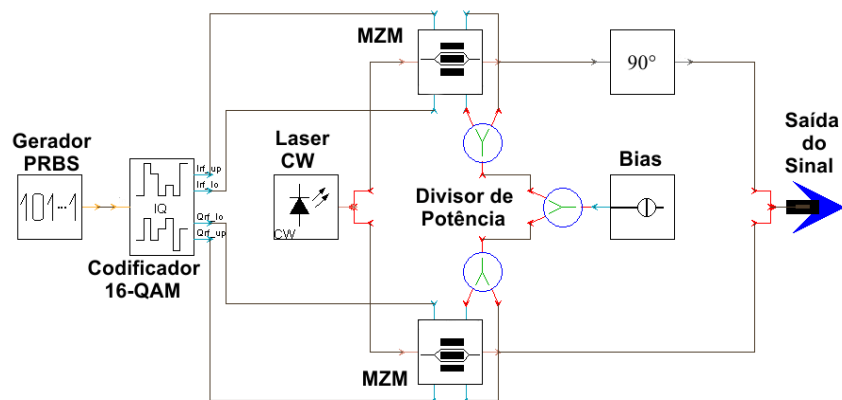


Figura 6.1: Desenho do transmissor 16-QAM utilizado no *VPItransmissionMaker*.

Uma sequência de bit pseudo-aleatória é gerada pelo gerador PRBS com comprimento de $2^{13}-1$, posteriormente transformada em constelação 16-QAM pelo codificador 16-QAM. As características dessa constelação para 16-QAM está de acordo com a constelação citada no

Capítulo 2. A portadora gerada pelo laser é dividida em duas, sendo que a fase é defasada de 90° após a saída em um dos moduladores Mach-Zehnder. Similarmente, um sinal 16-QAM pode ser gerado utilizando um modulador de sinal NRZ-DQPSK, basta para isso regular o modulador de forma adequada para obter um sinal QAM ou um sinal DQPSK. Considerando-se a taxa de transmissão fixa em 56 Gbps, os procedimentos da simulação se dividem em 5 configurações. Como pode ser visto na Figura 6.2, as configurações, ou enlaces, são representados pelos números 1; 2; 3; 4; e 5. Em 1, tem-se o *back-to-back* no qual o sinal óptico não sofre amplificação óptica e também não trafega por nenhum enlace de fibra. Em 2, tem-se o caso onde é utilizado o SOA sem ganho grampeado, e com ganho único de 20 dB.

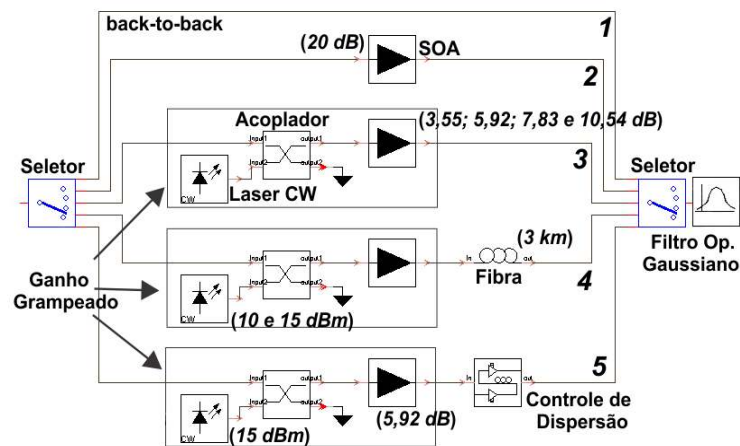


Figura 6.2: Desenho do enlace de transmissão para o sistema óptico 16-QAM: 1) *back-to-back*, 2) enlace com SOA sem ganho grampeado, 3) enlace com SOA de ganho grampeado, 4) enlace com SOA de ganho grampeado e fibra (3 km) e 5) enlace com SOA de ganho grampeado e fibra com controle de dispersão.

Nos enlaces 3, 4 e 5, utilizou-se o recurso de ganho grampeado supracitado. O ganho grampeado consiste em bombear o SOA com um laser em comprimento de onda inferior ao do sinal, amplificado juntamente com a portadora óptica. A eficiência desse recurso é dependente da potência global (sinal óptico + laser de bombeio) de entrada no SOA e do comprimento de onda do laser de bombeio, e também depende da corrente de injeção no SOA, ou seja, o ganho líquido do SOA é dependente desses parâmetros. O sinal óptico do laser de bombeio aumenta a taxa de recombinação estimulada do SOA, levando a densidade de portadores para um valor praticamente constante, fornecendo um ganho constante entre os comprimentos de onda da portadora e do laser, evitando assim uma modulação cruzada de ganho que ocorreria se houvesse modulação da densidade dos portadores [37, 38]. A frequência do laser de bombeio nesse caso é de 196 THz, que se situa bem distante da banda de transmissão, evitando que haja batimento entre os canais,

sendo o canal da portadora separada por um filtro passa-banda gaussiano na saída do SOA. A Figura 6.3 mostra os diferentes espectros para a portadora óptica e do laser de bombeio, para os quatro diferentes ganhos líquidos.

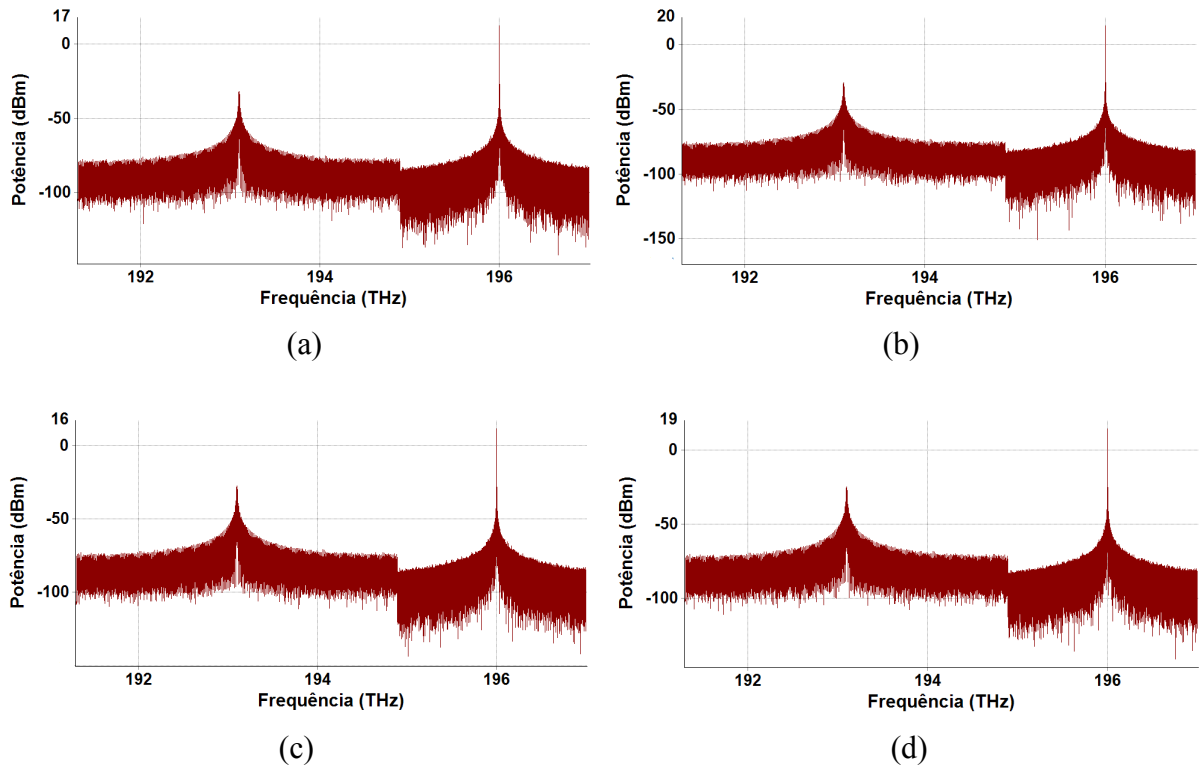


Figura 6.3: Densidade espectral do sinal óptico com o ganho grampeado, com a portadora óptica em 193.1 THz e o laser de bombeio em 196 THz: a) ganho líquido de 3,55 dB, b) ganho líquido de 5,92 dB, c) ganho líquido de 7,83 dB e d) ganho líquido de 10,54 dB.

A Tabela 6.1 mostra alguns parâmetros de um SOA do tipo onda caminhante (TW SOA).

Tabela 6.1: Parâmetros para o SOA de onda caminhante (TW SOA).

Parâmetro	Valor
Comprimento ativo	500 μm
Largura da região ativa	3 μm
Altura da região ativa	0,8 μm
Fator de confinamento óptico	0,15
Coefficiente de recombinação A	143 x 10^6 m/s
Coefficiente de recombinação B	1 x 10^{-16} m ³ /s
Coefficiente de recombinação C	3 x 10^{-41} m ⁶ /s
Ganho diferencial	27,8 e ⁻²¹ m ²
Densidade de portadores na transparência	1,4 e ⁻²⁴ /m ³

A Tabela 6.2 mostra o ganho líquido do SOA para o recurso de ganho grampeado, de acordo com a potência de saída do laser de bombeio e corrente de injeção no SOA. A Tabela 6.2 mostra como o ganho líquido é menor para uma corrente de 100 mA e potência de 15 dBm, ou seja, se mantivermos uma corrente de injeção fixa e variarmos a potência do laser, o ganho líquido é menor para potências maiores do laser de bombeio.

Tabela 6.2: Ganho líquido do SOA, para potência do laser e corrente injeção no SOA.

Ganho líquido (dB)	Corrente de injeção (mA)	Potência do laser (dBm)
3,55	100	15
5,92	150	15
7,83	100	10
10,54	150	10

A Figura 6.4 mostra o desenho esquemático do receptor 16-QAM utilizado nas simulações. No receptor é utilizado um laser CW como um laser oscilador local (*local oscillator – LO*), onde a frequência de operação, largura de linha e potência possuem os mesmo valores ao do laser transmissor, 193.1 THz, 10 kHz e 0 dBm. A híbrida de 90° divide o sinal do laser LO em dois sinais (um deles é defasado de 90°), para fazer o batimento entre o sinal 16-QAM e os sinais divididos, separando cada componente do sinal 16-QAM. Também são utilizados fotodetectores balanceados para melhorar a relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio – SNR*). Após a subtração dos sinais do fotodetector balanceado, o sinal é subtraído e então filtrado por um filtro elétrico passa-baixa Bessel, com frequência de corte em 42 GHz (0,75 x 56 GHz). O bloco DSP (*digital signal processor*) faz o processamento do sinal digital e dele retiram-se os valores de BER.

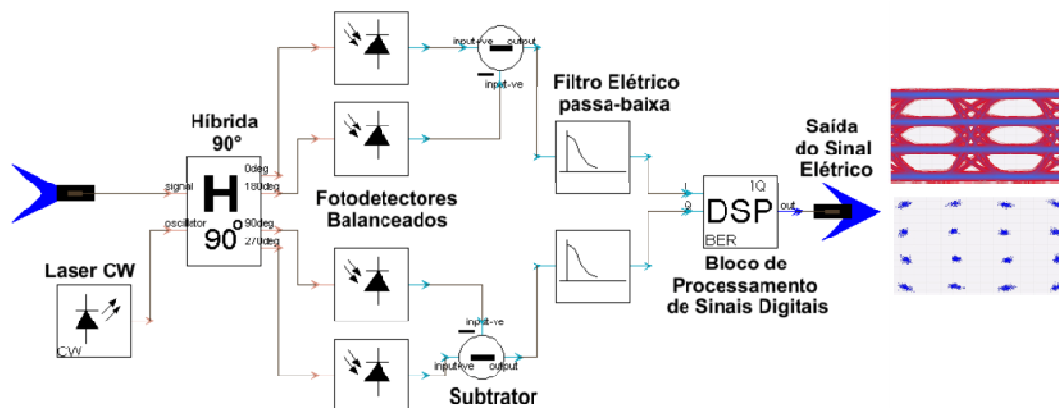


Figura 6.4: Desenho do Receptor 16-QAM montado no *VPItransmissionMaker*.

6.1 Resultados para 56 Gbps

Nesta seção, são apresentados os resultados das simulações para o sistema óptico 16-QAM de acordo com as configurações montadas neste capítulo. Lembrando que se aplicou o recurso de ganho grampeado (G. G. no gráfico) e também implementou-se fibra com compensação de dispersão (C. D. no gráfico). A Figura 6.5 mostra o gráfico para o *back-to-back*, enlace sem ganho grampeado (+ SOA), com ganho grampeado (+ SOA G. G.- ganho líquido de 3,55; 5,92; 7,83 e 10,54 dB), com ganho grampeado e fibra (+ SOA G. G. + Fibra – ganho líquido de 3,55; 5,92; 7,83 e 10,54 dB e fibra de 3 km).

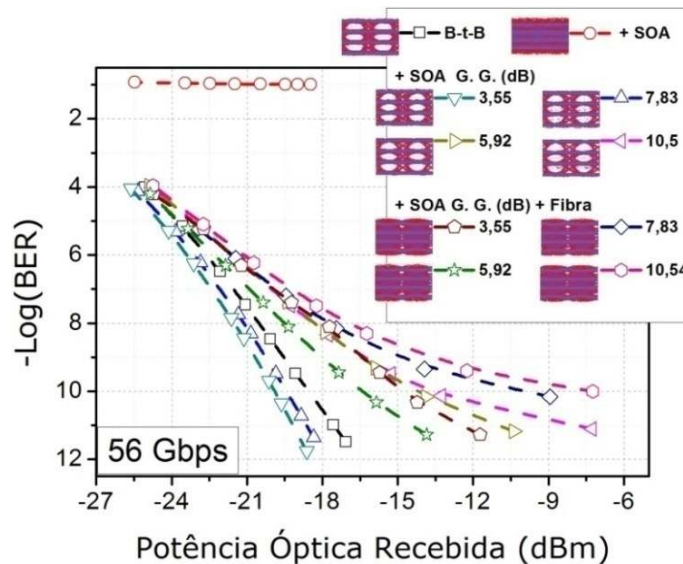


Figura 6.5: BER vs. potência óptica recebida para o sinal óptico 16-QAM em 56 Gbps: *back-to-back*, sem ganho grampeado (+ SOA), com ganho grampeado (+ SOA G. G.- ganho líquido de 3,55; 5,92; 7,83 e 10,54 dB), com ganho grampeado e fibra (+ SOA G. G. + Fibra – ganho líquido de 3,55; 5,92; 7,83 e 10,54 dB e fibra de 3 km); diagramas de olho em detalhe.

Na Figura 6.5 é notável que quando utilizou-se o SOA sem o ganho grampeado (linha tracejada vermelha com círculo), seus resultados foram os piores ficando acima de uma BER = 10^{-2} , para um ganho de 20 dB. Isso mostra uma maior sensibilidade do sistema aos efeitos não-lineares do SOA, devido à proximidade dos pontos de constelação para sistema 16-QAM. Quando se usou o ganho grampeado (+ SOA), os casos para ganho líquido de 3,55 (linha verde com triângulo) e ganho líquido de 7,83 dB (linha tracejada azul com triângulo), obtiveram resultados melhores em relação ao *back-to-back*. O ganho líquido de 7,83 possuiu resultado melhor que o ganho líquido de 5,92 dB (linha tracejada bege com triângulo), mostrando nesse caso que o diferencial foi a corrente de injeção, uma vez que os ganhos 3,55 e 7,83 dB estão para

uma corrente injeção de 100 mA, em contra partida à corrente de 150 mA para os outros ganhos líquidos. Isso se deve ao fato do ruído de emissão espontânea amplificada (ASE) ser maior para correntes de injeção maiores. Nota-se que nos enlaces de fibra com ganho grampeado (+ SOA G. G. + Fibra), os casos para ganho líquido 7,83 (linha tracejada azul escuro com losango) e ganho líquido 10,54 dB (linha tracejada vermelha com hexágono) tendem a um patamar de erro em uma $BER = 10^{-10}$, obviamente obtendo os piores resultados dentre todos os casos com ganho grampeado aplicado. Ao se utilizar a fibra juntamente com o ganho grampeado, o caso com ganho líquido de 5,92 dB (linha tracejada verde com estrela) foi melhor dentre os outros ganho, uma vez que os efeitos não-lineares para esse ganho comparado com os ganho de 7,83 e 10,54 dB, são menores. Já em relação ao ganho 3,55 dB que entra na fibra com menor potência, ou seja, o ganho 5,92 dB possui maior potência quando o sinal 16-QAM entra na fibra, seu desempenho foi melhor, uma vez que o sinal QAM também é modulado em amplitude.

Juntamente para o enlace de fibra com ganho grampeado aplicou-se fibra compensadora de dispersão (+ SOA G. G. + Fibra C. D.), e escolheu-se o pior caso dentre os casos com ganho grampeado aplicado, como pode ser visto na Figura 6.6. Tem-se então, um bom resultado (linha azul escuro com círculo) para um enlace de fibra de 50 km (~ 16 vezes maior) comparado ao enlace de fibra com 3 km de comprimento. O sinal 16-QAM pode viajar pela fibra praticamente sem penalidades, visto que ainda tem-se a presença de efeitos não-lineares somados em todas fibras do bloco de controle de dispersão.

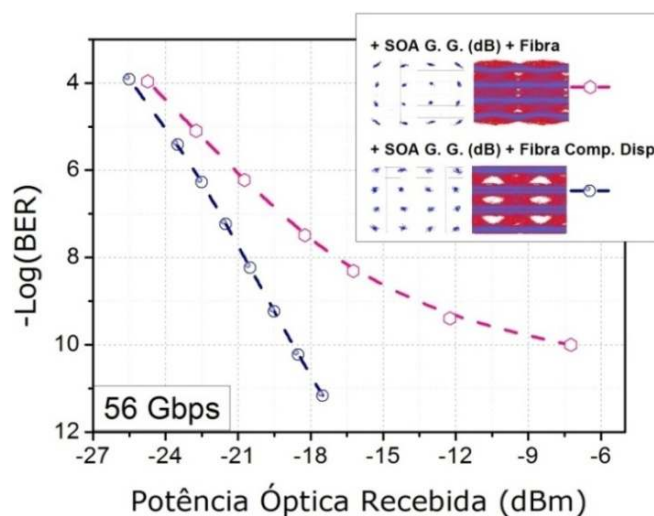


Figura 6.6: BER vs. potência óptica recebida para o sinal óptico 16-QAM em 56 Gbps: com ganho grampeado e fibra (+ SOA G. G. + Fibra – ganho líquido de 10,54 dB e fibra de 3 km) e ganho grampeado e fibra compensadora de dispersão (+ SOA G. G. + Fibra C. D. – ganho líquido de 10,54 dB e fibra de 3 km.); diagramas de olho e constelação em detalhe.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalhos Futuros

A avaliação da degradação de sinal óptico NRZ-DQPSK, bem como a do sinal óptico 16-QAM em amplificadores ópticos a semicondutor foi apresentada. Uma breve descrição da evolução e das características dos sistemas de fase modulada foi apresentada, juntamente com uma descrição mais detalhada dos sistemas DQPSK e QAM. O princípio do funcionamento intrínseco do SOA foi apresentado, bem com uma abordagem matemática para sua modelagem. Foram apresentados fatores que limitam a transmissão de sinais ópticos, prejudicando o desempenho de sistemas de comunicações ópticas. Especialmente, discutiu-se o efeito não-linear SPM, presente tanto no SOA quanto na fibra, causando ruído de fase e prejudicando sistemas de fase modulada. Foram montados diversos cenários (diferentes enlaces) para avaliar por simulação a evolução de tais sinais, utilizando dois *softwares* diferentes em duas etapas.

Na primeira etapa utilizando o *software OptiSystem*, o sinal NRZ-DQPSK foi simulado em duas taxas 10 e 20 Gbps. Foram caracterizados dois modelos de SOA, um simples e um de banda larga, nas taxas de 20, 40 e 100 Gbps. Verificou-se que o modelo simples não introduz penalidades ao sinal DQPSK em todas as taxas. Já o modelo banda larga, introduz penalidades ao sinal, evidenciando efeitos não-lineares bem como a ASE. Ao avaliar o sistema diante dos cenários, observou-se que o SOA introduziu penalidades nas duas taxas, e os resultados são piores quando o sinal entra no enlace de fibra após ser amplificado. Isso evidencia que os efeitos não-lineares causados pelo SOA, juntamente com dispersão cromática da fibra e os efeitos não-lineares inerentes, limitam muito o sistema.

Na segunda etapa, foram utilizados cenários similares ao da primeira etapa, com a diferença de se introduzir uma alta taxa de 56 Gbps, e utilizar fibra com compensação de dispersão. Na taxa de 10 Gbps, o SOA com 20 dB de ganho tem os piores resultados, devido aos efeitos não-lineares serem determinantes nessa taxa, mais do que a dispersão cromática da fibra, onde a fase do sinal é fortemente afetada. Para a taxa de 20 Gbps, observam-se penalidades ocorrerem em todos os

casos, exceto o *back-to-back*. O SOA com ganho de 20 dB, novamente apresenta pior resultado do que o ganho de 10 dB. Nessas taxas, a dispersão cromática começa a influenciar o desempenho, juntamente com os efeitos não-lineares. O enlace com apenas fibra e potência de entrada na fibra de 17 dBm, apresentou o pior resultado, devido ao comprimento da fibra (35 km), onde a dispersão foi determinante. É possível observar que, nessa taxa, para o enlace de fibra mais SOA com os dois ganhos, os efeitos não-lineares do SOA e da fibra, juntamente com a dispersão cromática, determinam consideravelmente o desempenho do sistema. Ao compensar a dispersão, o sinal foi lançado a uma maior distância na fibra.

Foram apresentados resultados para um sinal óptico 16-QAM em taxa única de 56 Gbps. Nesse capítulo aplicou-se o recurso de ganho grampeado no SOA juntamente com fibra compensadora de dispersão. Nota-se que o SOA sem o ganho grampeado deteriorou praticamente todo o sinal. Quando se usou o ganho grampeado, os resultados do SOA foram melhores, diferenciados pelo valor da ASE. Ao aplicar fibra compensadora de dispersão, juntamente com ganho grampeado, o sinal também foi lançado a uma maior distância, como no caso do DQPSK.

De maneira geral, o SOA introduziu penalidades nos sinais DQPSK e QAM, sendo maiores quando seu ganho foi de 20 dB. De fato, quanto maior seu ganho, mais o SOA se aproxima do regime de ganho saturado, de onde advém seus efeitos não-lineares, que prejudicaram o desempenho dos sinais.

Como trabalhos futuros a serem realizados, pretende-se aprofundar o estudo computacional utilizando o software *VPItransmissionMaker* e experimental dos sistemas com modulação complexa (DQPSK e 16-QAM) de altas taxas de linha (de 2 até 56 Gbaud). As questões a serem respondidas contemplam os seguintes aspectos.

1. Como caracterizar e como minimizar os efeitos não-lineares para grandes potências de transmissão?
2. Até que ponto as técnicas DSP (*digital signal processing*) e os respectivos algoritmos seriam adequados para este caso e de que forma?
3. As fibras de última geração, com perdas abaixo de 0,2 dB/km e com núcleos de grandes áreas efetivas (tipo a fibra *Corning Ex 3000*, com 0,16 dB/km e área de 150 micrometros²) seriam vantajosas e de que forma?

Alguns resultados obtidos nesta dissertação foram apresentados no Congresso Internacional de Micro-ondas e Optoeletrônicos IMOC:

- **P. Rocha**, C. M. Gallep e E. Conforti, “Evaluation of NRZ-DQPSK Signals Amplified by Semiconductor Optical Amplifier”, *Anais do IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC’10*, pp. 114-116, Natal, RN, outubro/novembro 2011.

Além deste, outros resultados deste trabalho serão apresentados no 15º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 10º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo:

- **P. Rocha**, C. M. Gallep e E. Conforti, “Degradação do Sinal NRZ-DQPSK em Amplificadores a Semicondutores”, *Anais do 15º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO) e 10º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG)*, MOMAG 2012, J. Pessoa, Paraíba, agosto 2012.

Referências Bibliográficas

- [1] N. M. S. Costa and A. V. T. Cartaxo, "Analysis of DPQSK signals performance in upgrading metropolitan area networks to 40 Gbit/ per channel," *Transparent Optical Networks, 2008. ICTON 2008. 10th Anniversary International Conference on*, vol. 1, pp. 43-46, 22-26 June 2008.
- [2] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 3^a ed., *Jonh Wiley & Sons*, New York, EUA, 2002.
- [3] E. Conforti, A. C. Bordonalli, S. H. Ho e S. M. Kang, "Optical 2R remodulator using feedforward control of semiconductor optical amplifier gain", *Microw. Optical Techn. Lett.*, vol. 21, n° 1, abril 1999.
- [4] C. M. Gallep, "Redução do tempo de chaveamento eletroóptico em amplificadores ópticos a semicondutor", tese de doutorado, FEEC-UNICAMP, 2003.
- [5] N. S. Ribeiro, "Chaveamento Eletro-Óptico Ultrarrápido e Conversão Regenerativa Utilizando Amplificadores Ópticos a Semicondutor", tese de doutorado, FEEC-UNICAMP, 2009.
- [6] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan, "Optical Networks - A practical perspective", 1^a ed., *Academic Press*, San Diego, EUA, 2002.
- [7] J. G. Proakis, "Digital Communications", 4^a ed., *McGraw-Hill*, New York, EUA, 2001.
- [8] S. Haykin, "Communication Systems", 4^a ed., *John Wiley & Sons*, New York, EUA, 2001.
- [9] K. P. Ho, "Phase Modulated Optical Communication Systems", *Springer*, New York, EUA, 2005.
- [10] P. J. Winzer e R. Essiambre, "Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks", *J. Lightwave Technol*, vol. 24, n° 12, pp. 4711-4728, 2006.
- [11] R. A. Griffin, "Integrated DQPSK Transmitters", Optical Fiber Communications Conference (OFC/NFOEC), vol. 3, 2005.
- [12] P. Rocha, C. M. Gallep e E. Conforti, "Evaluation of NRZ-DQPSK Signals Amplified by Semiconductor Optical Amplifier", Anais do IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC'10, Natal, RN, outubro/novembro 2011.
- [13] N. Costa e A. Cartaxo, "Advances in Lasers and Electro Optics", *Intech*, Vukovar, Croacia, 2010.
- [14] G. Bosco e P. Poggiolini, "On the Effect of Receiver Impairments on Direct-Detection DQPSK Systems", *J. Lightwave Technol*, vol. 24, n° 3, pp. 1323.1333, 2006.
- [15] C. T. AG SHF, "Application note DQPSK bit error test solution", Berlin, Alemanha, 2008.
- [16] N. Sotiropoulos e H. Waardt, "Bidirectional Incoherent 16QAM Transmission over Hybrid WDM/TDM Passive Optical Network", International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Munich, Alemanha, julho 2010.
- [17] D.-S. Ly-Gagnon, K. Katoh, K. Kikuchi, "Unrepeated 210-km Transmission with Coherent Detection and Digital Signal Processing of 20 Gb/s QPSK Signal", in Proc. OFC 2005, Anaheim, 2005, paper OTuL4.
- [18] M. Seimetz, "Performance of Coherent Optical Square-16-QAM systems based on IQ-Transmitters and Homodyne Receivers with Digital Phase Estimation", Optical Fiber Communication Conference, 2010.

- [19] M. J. Connelly, “Semiconductor Optical Amplifier”, 1^a ed., *Kluwer Academic Publisher*, Boston, EUA, 2002.
- [20] H. Ghafouri-Shiraz, “Fundamentals of Laser Diode Amplifiers”, *John Wiley & Sons*, New York, EUA, 1995.
- [21] G. P. Agrawal e N. K. Dutta, “Semiconductor Lasers”, 2a ed., *ITP*, New York, EUA, 1993.
- [22] N. S. Ribeiro, “Chaveamento Eletro-Óptico Ultrarrápido e Conversão Regenerativa Utilizando Amplificadores Ópticos a Semicondutor”, tese de doutorado, FEEC-UNICAMP, 2009.
- [23] G. P. Agrawal e N. P. Olsson, “Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers”, *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 25, n° 11, pp. 2297-2306, 1989.
- [24] T.E. Darcie e R. M. Jopson, “Nonlinear Interactions in Optical Amplifiers for Multifrequency Lightwave Systems”, *Electronics Letters*, vol. 24, n° 10, 1988.
- [25] T.E. Darcie e R. M. Jopson, “Compensation of Nonlinearity in Semiconductor Optical Amplifiers”, *Electronics Letters*, vol. 24, n° 24, 1998.
- [26] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen e K. E. Stubkjaer, “All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, n° 6, pp 942-954, junho 1996.
- [27] A. C. Bordonalli, A. D. Neto, C. R. Lima e E. Conforti, “Microwave signal generation by mixing of modulated optical carriers in saturated semiconductor optical amplifiers”, Anais do IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC’99, Rio de Janeiro, RJ, agosto 1999.
- [28] M. J. Adams, D. A. O. Davies, M. C. Tatham e M. A. Fisher, “Nonlinearities in semiconductor optical amplifiers”, *Optical and Quantum Electronics*, vol. 27, pp. 1-13, 1995.
- [29] R. J. Manning, A. D. Ellis, A. J. Poustie e K. J. Blow, “Semiconductor laser amplifiers for ultrafast all-optical signal processing”, *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 14, no 11, pp. 3204-3216, 1997.
- [30] P. Urquhart, “Advances in Optical Amplifiers”, *Intech*, Vukovar, Croacia, 2012.
- [31] M. Azadeh, “Fiber Optics Engineering”, *Springer*, New York, EUA, 2009.
- [32] J. Yang, M. He, H. Lu e C. Yu, “Chromatic dispersion monitoring of DQPSK and D8PSK signals based on delay-tap sampling technique”, *IEEE International Conference*, pp. 184-188, 2010.
- [33] G. P. Agrawal, “Nonlinear Fiber Optics”, 3^a ed., *Academic Press*, NewYork, EUA, 2001.
- [34] X. Wei e L. Zhang, “Analysis of the phase noise in saturated SOAs for DQPSK applications”, *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 41, n° 4, pp. 554-561, 2005.
- [35] P. P. Baveja, D. N. Maywar, A. M. Kaplan e G. P. Agrawal, “Self-Phase Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers: Impact of Amplified Spontaneous Emission”, *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 46, n° 9, pp. 1396-1403, 2010.
- [36] J. P. Gordon e L. F. Mollenauer, “Phase noise in photonic communications systems using linear amplifier”, *Optical Letters*, vol. 15, n° 23, pp. 1351-1353, 1990.
- [37] C. Tai, S. L. Tzeng, H. C Chang e W. I. Way, “Reduction of Nonlinear Distortion in MQW Semiconductor Optical Amplifier Using Light Injection and its Application in Multichannel M-QAM Signal Transmission Systems”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 10, n° 4, APRIL 1998.
- [38] L. Liu, “The Dynamic Gain Modulation Performance of Adjustable Gain-Clamped Semiconductor Optical Amplifiers (AGC-SOA)”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 29, n° 22, 2011.