

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

Matheus Martins Rodrigues

**Equalização de Sinais Multicanais e Análise de Desempenho de
Sistemas Ópticos Simulados Utilizando Formatos de Modulação
de Alta Ordem**

São Carlos

2017

Matheus Martins Rodrigues

**Equalização de Sinais Multicanais e Análise de Desempenho de
Sistemas Ópticos Simulados Utilizando Formatos de Modulação
de Alta Ordem**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Eletrônica, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientadora: Profa. Dra. Mônica Lacerda Rocha

São Carlos

2017

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

R696e Rodrigues, Matheus Martins
Equalização de sinais multicanais e análise de
desempenho de sistemas ópticos simulados utilizando
formatos de modulação de alta ordem / Matheus Martins
Rodrigues; orientadora Mônica Lacerda Rocha. São
Carlos, 2017.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2017.

1. Equalizador automático de OSNR. 2. Equalizador
automático de potência. 3. Análise da penalidade
causada pelo jitter determinístico. 4. Análise da
penalidade causada pelo ruído de fase. 5. Modulação de
alta ordem. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Matheus Martins Rodrigues

Título: “Equalização de sinais multicanais e análise de desempenho de sistemas ópticos simulados utilizando formatos de modulação de alta ordem”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 19 / 06 / 2017,

com NOTA 9,3 (nove, três), pela Comissão Julgadora:

Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha - Orientadora - SEL/EESC/USP

*Mestre Stenio Magalhães Ranzini - Doutorando - UNICAMP/
Pesquisador CPqD*

Mestre Diego Marques Dourado - Doutorando - SEL/EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado José Carlos de Melo Vieira Júnior

Resumo

Inicialmente os componentes ópticos e optoeletrônicos que compõe um sistema de transmissão óptica, como lasers e moduladores, são apresentados juntamente com a modelagem utilizada em projeto e simulação. Os formatos de modulação que podem ser gerados combinando estruturas básicas de modulação de fase são também apresentados. Neste trabalho as penalidades causadas pelos efeitos de *jitter* determinístico e ruído de fase em sistemas ópticos utilizando os formatos de modulação de alta ordem 64QAM e 256QAM são avaliadas em ambiente de simulação. Os resultados obtidos, aproximadamente 1dB e 3,5dB de penalidade em OSNR para 64QAM e 256QAM respectivamente no pior cenário de *jitter* determinístico e ruído de fase, revelam que sistemas que utilizam sinais de modulação de alta ordem são penalizados de forma significativa por estes efeitos. A BER contada foi utilizada para avaliar o desempenho do sistema simulado. Este e outros estimadores da BER são apresentados. Também é apresentado um equalizador WDM que desenvolvi e implementei afim de facilitar a condução de experimentos que utilizam sinais multicanais. O funcionamento deste equalizador e os resultados obtidos também são abordados.

Palavras-chave: Estimação da BER, jitter determinístico, ruído de fase, modulação de alta ordem, equalizador em OSNR, equalizador em potência.

Abstract

Initially optical and optoelectronic devices that compose an optical transmission system, for instance lasers and modulators, are presented along with their models used in projects and simulation. The modulation formats that can be generated combining phase and amplitude modulators are also addressed. In this work the penalties caused by deterministic jitter and phase noise effects in optical systems using high order modulation format 64QAM and 256QAM are evaluated in simulation environment. The results, approximately 1dB and 3.5dB OSNR penalties for 64QAM and 256QAM respectively in the worst deterministic jitter and phase noise scenario, show that systems using high order modulation are significantly penalized by those effects. The counted BER was used to evaluate the simulated system performance. These and other estimators, for instance EVM BER estimator, are addressed. It is also presented a WDM equalizer that I designed and implemented in order to make experiments using multichannels signal easy to conduct. The equalizer results and engines are also addressed.

Keywords: BER estimation, deterministic jitter, phase noise, high order modulation, OSNR equalizer, power equalizer.

Lista de figuras

Figura 1 – Desvio de fase de símbolos transmitidos à uma taxa de 43Gbaud para um laser modelado com 100kHz de largura de linha.	25
Figura 2 – Modulador de fase [1].	26
Figura 3 – Modulador Mach-Zehnder [1].	26
Figura 4 – Modulador IQ [1].	27
Figura 5 – Pulso RZ.	28
Figura 6 – Pulso retangular filtrado por um filtro Gaussiano.	29
Figura 7 – Constelação 2ASK [1].	30
Figura 8 – Transmissor RZ-2ASK [1].	30
Figura 9 – Constelações MDPSK [1].	31
Figura 10 – Diagrama de olho para um sinal elétrico binário [1].	32
Figura 11 – Interferômetro de linha de atraso [2].	36
Figura 12 – 2 x 4 híbrida de 90° [2].	37
Figura 13 – Exemplo ilustrativo do princípio da detecção coerente [2].	40
Figura 14 – Constelações de um sinal 256QAM após (a) normalização e ortonormalização, (b) equalização dinâmica, (c) recuperação de frequência e (d) recuperação de fase.	44
Figura 15 – Sentido de rotação de constelação considerando perfil de ruído de fase Gaussiano correspondente a um laser com largura de linha de 100kHz.	48
Figura 16 – Diagrama de olho para uma sequência de símbolos, BPSK, sob os efeitos de <i>jitter</i> . RJ: <i>jitter</i> aleatório. DJ: <i>jitter</i> determinístico.	51
Figura 17 – Setup de simulação. MIMO: Múltiplo <i>Input</i> Múltiplo <i>Output</i> (MIMO, <i>Multiple Input Multiple Output</i>)	52
Figura 18 – Influência da largura de linha dos lasers de transmissão e recepção, LO, e do <i>jitter</i> determinístico do ADC/DAC de um sinal 64QAM com taxa de símbolo de 43-GBd comparando resoluções de 8 e 10 bits do ADC/DAC.	54
Figura 19 – Influência da largura de linha dos lasers de transmissão e recepção, LO, e do <i>jitter</i> determinístico do ADC/DAC de um sinal 256QAM com taxa de símbolo de 32-GBd comparando resoluções de 8 e 10 bits do ADC/DAC.	55
Figura 20 – Algoritmo do equalizador WDM.	61
Figura 21 – Canais WDM desintonizados com potência máxima.	62
Figura 22 – Algoritmo de ajuste de frequência central de um laser com os demais lasers desligados.	62
Figura 23 – Canais WDM sintonizados.	63
Figura 24 – Algoritmo genérico de equalização.	64
Figura 25 – Situação de incremento de potência na iteração interna na equalização em OSNR.	65
Figura 26 – Situação de incremento de potência na iteração interna na equalização em potência.	65
Figura 27 – Situação de decremento de potência na iteração interna na equalização em OSNR.	66
Figura 28 – Situação de decremento de potência na iteração interna na equalização em potência.	66
Figura 29 – Situação de convergência na equalização em OSNR.	67
Figura 30 – Situação de convergência na equalização em potência.	67

Lista de tabelas

Tabela 1 – Tabela verdade do codificador diferencial serial DBPSK [1].	33
Tabela 2 – Mapa de Karnaugh para o bit d_{1_k} da transmissão DBPSK.	33
Tabela 3 – Mapa de Karnaugh para o bit d_{2_k} da transmissão DBPSK.	33

Lista de abreviaturas e siglas

ADC	Analog to Digital Converter
AFC	Automatic Frequency Control
ASE	Amplified Spontaneous Emission
ASK	Amplitude Shift Keying
BER	Bit Error Rate
BPS	Blind Phase Search
DBP	Digital Back Propagation
CMA	Constant Modulus Algorithm
CW	Constant Wavelength
DAC	Digital to Analog Converter
DBP	Digital Back Propagation
DLI	Delay Line Interferometer
DSP	Digital Signal Processor
ECL	External Cavity Laser
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
ENOB	Efective Number of Bits
EVM	Error Vector Magnitude
FEC	Foward Error Correction
FWHM	Full Width at Half Maximum
FWM	Four-Wave Mixing
GVD	Group Velocity Delay
IF	Intermediate Frequency
IMDD	Intensity Modulation and Direct Detection
IQM	In-Phase and Quadrature Modulator
IS	Impulse Shaper
ISI	Intersymbol Interference

ITU-T	International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector
IoT	Internet of Things
LED	Light Emitting Diode
LO	Local Oscillator
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NCG	Net Coding Gain
NLSE	Nonlinear Schrödinger Equation
NRZ	Non-Returning to Zero
OOK	On-Off Keying
OPLL	Optical Phase Locked Loop
OSA	Optical Spectrum Analyser
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
PDF	Probability Density Function
PMD	Polarization Mode Dispersion
PMF	Polarization Maintaining Fiber
PM	Phase Modulator
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RDE	Radius Directed Equalization
RR	Ring Ratio
RZ	Returning to Zero
SBS	Stimulated Brillouin Scattering
SD	Soft Decision
SNR	Signal to Noise Ratio
SPM	Self-Phase Modulation
SRS	Stimulated Raman Scattering

TCP	Transmission Control Protocol
TEC	Thermoelectric-Cooling
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XPM	Cross-Phase Modulation

Lista de símbolos

e	Número de Euler
j	Número imaginário
ω	Letra grega Ômega minúscula
φ	Letra grega Fi minúscula
π	Letra grega Pi minúscula que representa a razão entre a circunferência e o diâmetro de qualquer círculo
δ	Letra grega Delta minúscula
τ	Letra grega Tau minúscula
Δ	Letra grega Delta maiúscula
ϕ	Letra grega Fi maiúscula
\mathbf{e}	Vetor de polarização
\parallel	Paralelo
β	Letra grega Beta minúscula
γ	Letra grega Gama minúscula
\in	Pertence

Sumário

1	INTRODUÇÃO	21
2	DESENVOLVIMENTO	23
2.1	Modelagem de Sistemas Ópticos	23
2.1.1	Transmissores Ópticos	23
2.1.1.1	Laser	23
2.1.1.2	Moduladores Ópticos Externos	25
2.1.2	Modulação Óptica	29
2.1.2.1	ASK	30
2.1.2.2	PSK	31
2.1.2.3	QAM	34
2.1.3	Receptores Ópticos	35
2.1.3.1	DLI	36
2.1.3.2	Híbrida 2 x 4 de 90 graus	37
2.1.3.3	Receptores com Múltiplos DLIs	37
2.1.3.4	Receptores IQ com DLIs	38
2.1.3.5	Princípio da Detecção Coerente	39
2.1.4	Propagação da Luz na Fibra Óptica	42
2.1.5	DSP	43
2.1.6	<i>Jitter</i>	45
2.1.6.1	<i>Jitter</i> Determinístico	45
2.1.6.2	<i>Jitter</i> Aleatório	45
2.1.7	Métodos de Estimação de BER	46
2.1.7.1	Sincronismo de Sequências	46
2.1.7.2	Eliminação de Rotação de Constelação	47
2.1.7.3	<i>Burst</i> de Erros	49
2.1.7.4	Estimação da BER Utilizando o EVM	49
2.2	Penalidade de <i>Jitter</i> Determinístico e Ruído de Fase em Sistemas com Alta Ordem de Modulação	50
2.2.1	Modelagem de <i>Jitter</i> e Ruído de Fase	50
2.2.2	Setup de Simulação	51
2.2.2.1	Transmissor	52
2.2.2.1.1	DAC/ADC	52
2.2.2.2	Recepção	53
2.2.2.3	DSP na Recepção	53
2.2.3	Resultados e Discussões	54
2.3	Equalizador WDM	56
2.3.1	Algoritmo do Equalizador	56
2.3.1.1	Algoritmo de Equalização	58

2.3.1.2	Passos de Equalização	59
2.3.1.3	Ajuste Fino de Potência	60
3	CONCLUSÃO	69
	REFERÊNCIAS	71

1 Introdução

O aumento progressivo do número de usuários da internet, a disponibilização de serviços de transmissão de vídeo e a implementação da Internet das Coisas, (IoT, *Internet of Things*), fazem com que o aumento do consumo de dados esteja aumentando. Este aumento progressivo exige que os sistemas ópticos utilizados para transmissão de dados entre *data centers*, entre continentes e até mesmo entre o usuário e uma central de distribuição, sejam capazes de transmitir em taxas cada vez mais altas. Essa exigência força uma mudança nos sistemas convencionais de transmissão óptica que utilizam formatos de modulação de baixa ordem e poucas portadoras, até mesmo uma única portadora.

Uma das formas de aumentar a capacidade de transmissão é utilizar formatos de modulação de alta ordem, como 64QAM e 256QAM. A geração de sinais com alta ordem de modulação tornam os transmissores mais complexos além de que a recepção coerente é preferivelmente utilizada, por motivos de processamento digital, ao invés da detecção direta tornando os receptores também mais complexos. As diferentes técnicas de geração e recepção dos formatos de alta ordem são abordadas neste trabalho.

O aumento na complexidade dos transmissores e receptores faz com que efeitos indesejados gerados pelos componentes que compõe os mesmos, antes desprezíveis, penalizem de forma significativa o desempenho do sistema. Assim, para utilizar formatos de alta ordem é necessário caracterizar a influência destes efeitos de forma a poder quantificá-los e compensá-los, ou controlá-los quando a compensação não é possível. Neste estudo se avalia em simulação a influência de alguns efeitos indesejados gerados pelos conversores e lasers no desempenho de um sistema óptico que utiliza alta ordem de modulação.

Ademais, para que o desempenho medido em um sistema simulado possa ser expandido para um sistema real, a métrica utilizada bem como o estimador associado, devem ser eficiente e consistente, respectivamente. Assim, a métrica utilizada em simulação e seu valor como estimador também são abordados neste trabalho.

Além dos efeitos indesejados, o aumento da complexidade dos transmissores e receptores aumenta o custo da transmissão. Porém, o uso de formatos de alta ordem aumentam a eficiência espectral, bits por segundo por hertz, do sinal transmitido diminuindo o custo por bit transmitido.

Uma das formas de também aumentar a eficiência espectral é o aumento do número de canais, número de portadoras, enviados numa mesma banda. A necessidade dos sistemas serem capazes de transmitir sinais com grande quantidade de canais multiplexados faz com que seja necessário a utilização de técnicas mais eficientes de experimentação. Metodologias de experimentação são necessárias para validar experimentalmente os novos sistemas. Os resultados obtidos em ensaios podem modificar a viabilidade do novo sistema obtida teoricamente influenciando na decisão de produzi-los e comercializá-los. O aumento do número de canais dos novos sistemas faz necessário a utilização de novas técnicas utilizadas na experimentação. Uma destas técnicas é a equalização do sinal multicanal a ser transmitido. Dessa forma, o estudo apresentado nesta monografia de conclusão de curso, pela primeira vez, até onde temos conhecimento, propõe um equalizador automático desenvolvido para sinais multicanais.

2 Desenvolvimento

Nesta seção os principais componentes ópticos e optoeletrônicos que compõe um sistema de transmissão óptica são apresentados juntamente com a modelagem utilizada em projeto e simulação. Os formatos de modulação que podem ser gerados combinando estruturas básicas de modulação de fase são também apresentados. A modelagem dos efeitos de *jitter* e do ruído de fase são apresentadas assim como o *setup* de simulação utilizado para avaliar a penalidade causada por estes efeitos, os resultados obtidos executando a simulação e a discussão destes resultados. Os algoritmos do equalizador WDM automático que desenvolvi e implementei são apresentados assim como o funcionamento e o resultado obtido com a implementação dos mesmos.

2.1 Modelagem de Sistemas Ópticos

A implementação de um novo sistema óptico visando atender às novas demandas somente é possível depois que o mesmo foi validado experimentalmente. Anteriormente à validação experimental, o sistema óptico em questão deve ser validado em simulação. Um simulador óptico deve apresentar uma modelagem que mais se aproxima dos sistemas reais para que sistemas simulados sejam mais prováveis de obter um validação experimental. Visando descrever os módulos usados numa simulação sistêmica, a seguir são apresentados modelos dos vários componentes ópticos que compõem um sistema óptico.

2.1.1 Transmissores Ópticos

Esta seção é dedicada aos transmissores ópticos que são compostos por componentes ópticos (laser e moduladores) e componentes elétricos/eletrônicos (formatadores de impulsos, multiplexadores e codificadores). Este trabalho é dedicado à formatos de modulação de ordem superior do tipo ASK (ASK, *Amplitude Shift Keying*), PSK (PSK, *Phase Shift Keying*) e QAM (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*). Assim, a geração destes formatos também é apresentada nesta seção.

2.1.1.1 Laser

Uma portadora ideal para transmissão óptica é uma fonte de luz com amplitude, frequência e fase constantes. Na prática esta geração não é possível. Diodos de emissão de luz, (LED, *Light Emitting Diode*) e laser multi-modo de Fabry-Perot emitem luz numa faixa de frequência, caracterizada por sua largura de linha, considerada muito larga para diversas aplicações. Estas fontes de luz são atualmente substituídas por lasers mono-modo de realimentação distribuída, (DFB, *Distributed Feedback Laser*), ou lasers de cavidade externa, (ECL, *External Cavity Laser*), que apresentam uma estreita largura de linha, na região do sub-MHz [1]. O raio de luz pode ser modulado diretamente no laser através de um sinal elétrico que o polariza, técnica conhecida como modulação direta, ou no domínio óptico utilizando moduladores ópticos, abordados na seção 2.1.1.2. A modulação direta é sujeita a *chirping*, modulação acidental em frequência do laser polarizado por um sinal elétrico modulado em amplitude. Este efeito é prejudicial quando a largura de linha do laser é menor que a largura espectral induzida pelo *chirp* [1]. O campo elétrico normalizado de uma portadora ideal pode ser modelado utilizando a Equação 2.1 apresentada por

[1]:

$$E_{cw} = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot \mathbf{e}_s \quad (2.1)$$

Na Equação 2.1 $\sqrt{P_s}$ representa a amplitude do campo elétrico, ω_s a frequência, φ_s , a fase inicial e \mathbf{e}_s a polarização da portadora. Na prática o ruído de amplitude, também conhecido como ruído de intensidade, e o ruído de fase do laser, originados na emissão espontânea de fótons que não estão em fase (fótons da emissão estimulada), devem ser levados em consideração. Inserindo-os na Equação 2.1 como uma variação δP na amplitude e um ruído de fase $\varphi_{n_s}(t)$ obtém-se a Equação 2.2.

$$E_{cw} = \sqrt{P_s + \delta P(t)} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{n_s}(t))} \cdot \mathbf{e}_s \quad (2.2)$$

Os fótons gerados na emissão espontânea possuem uma fase aleatória. A mudança de fase em um intervalo de tempo τ é apresentada por [1] na Equação 2.3.

$$\Delta\varphi_{n_s} = \varphi_{n_s}(t) - \varphi_{n_s}(t - \tau) \quad (2.3)$$

A mudança de fase pode ser modelada como gaussiana baseado no Teorema do Limite Central, uma vez que a mudança de fase é causada por um grande número de eventos independentes. Logo, assumindo a densidade espectral do ruído em frequência $\varphi_{n_s}(t)$ como branca, uma suposição realística prática, a variância da mudança de fase é dada por [1]:

$$\langle \Delta\varphi_{n_s}^2(\tau) \rangle = W_{\varphi_{n_s}} \cdot |\tau| = \frac{2|\tau|}{t_c} \quad (2.4)$$

Na Equação 2.4 $W_{\varphi_{n_s}}$ é a densidade espectral constante de potência do ruído, t_c representa o tempo coerente e τ é o tempo de separação entre os dois fótons observados. Este é fisicamente representado pelo intervalo máximo dentro o qual duas componentes do campo elétrico transmitido pode interferir de forma estável [1]. Desconsiderando o ruído de intensidade, a densidade espectral de potência do campo óptico apresenta um espectro com formato de Lorentzian como apresentado na Equação 2.5.

$$W_{E_{cw}}(w) = \frac{2t_c P_s}{1 + [(\omega - \omega_s)t_c]^2} \quad (2.5)$$

A largura de linha do sinal emitido pelo laser, $\Delta\nu_s$, é definido como a largura à meia altura (FWHM, *Full Width at Half Maximum*), ou seja, a largura que compreende as frequências para às quais a densidade de potência não é menor que a metade da densidade máxima como apresentado na Equação 2.6 [1].

$$\Delta\nu_s = \frac{W_{\varphi_{n_s}}}{2\pi} = \frac{1}{\pi t_c} \quad (2.6)$$

Isolando o tempo coerente da Equação 2.1 e substituindo na Equação 2.4 obtém-se:

$$\langle \Delta\varphi_{n_s}^2(\tau) \rangle = 2\pi \Delta\nu_s |\tau| \quad (2.7)$$

A Equação 2.7 mostra que a variância do ruído de fase é diretamente proporcional à largura de linha do laser. A Figura 1, produzida no software MATLAB, mostra o perfil do ruído de fase Gaussiano gerado por um laser com largura de linha de 100kHz. Pode-se notar que, quanto maior o espaçamento

temporal entre dois símbolos maior é a variação do ruído de fase, como mostra a Equação 2.4. Assim o ruído de fase variância crescente.

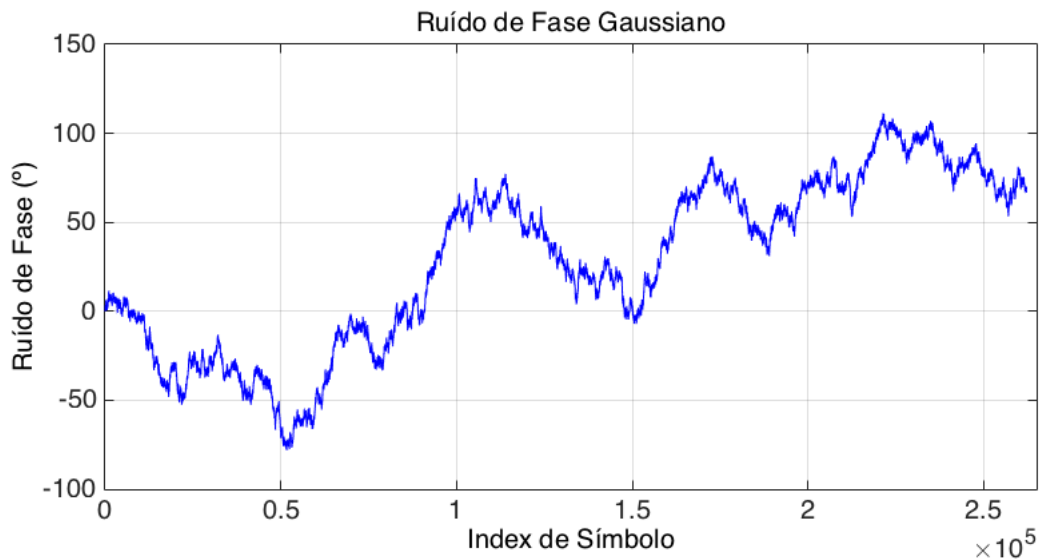


Figura 1: Desvio de fase de símbolos transmitidos à uma taxa de 43Gbaud para um laser modelado com 100kHz de largura de linha.

O ruído de fase degrada o desempenho do sistema como será mostrado na seção 2.2. Pesquisas conduzidas pelo professor Newton Cesario Frateschi do Instituto de Física da Universidade Estadual de Campinas (Unicamp) indicam que através do uso de anéis ópticos ressonantes em estruturas denominadas moléculas fotônicas [3] é possível a construção de lasers com largura de linha 100 vezes menor que os lasers comerciais atuais. Assim é praticável reduzir a degradação do sinal óptico diminuindo a complexidade dos métodos de compensação, abordado na seção 2.1.5, do ruído de fase.

O ruído de intensidade também degrada o sistema, particularmente para detecção coerente quando não implementando detecção balanceada, ambos assuntos abordados nas próximas seções. Uma das especificações disponibilizadas pelos fornecedores de lasers é o Ruído de Intensidade Relativa, (RIN, *Relative Intensity Noise*), sendo que a integral do RIN numa banda de referência, Δf relaciona a variância das flutuações na intensidade com a potência quadrática média como mostrado na Equação 2.8 [1]:

$$\int_0^{\Delta f} RIN(f)df = \frac{\langle \delta P^2(t) \rangle}{\langle P(t) \rangle^2} \quad (2.8)$$

2.1.1.2 Moduladores Ópticos Externos

Os moduladores são compostos por uma ou mais das seguintes estruturas: modulador de fase (PM, *Phase Modulator*), modulador de Mach-Zehnder (MZM, *Mach-Zehnder Modulator*) e moduladores IQ (IQM, *In-Phase and Quadrature Modulator*). O modulador de fase é construído baseado no princípio da variação do índice de refração com a aplicação de um campo elétrico [1]. O substrato ópto-elétrico utilizado tipicamente é o niobato de lítio $LiNbO_3$ [1], porém atualmente existe um grande esforço por parte da fotônica integrada em utilizar substrato de silício [4] cujas técnicas já são bastante aprimoradas. A integração em silício permite que componentes ópticos e eletrônicos compartilhem da mesma pastilha de substrato, reduzindo o tamanho destes dispositivos. A Figura 2 apresenta um PM.

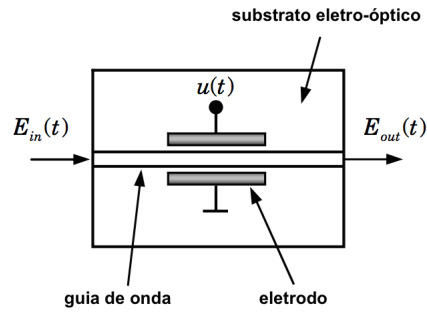


Figura 2: Modulador de fase [1].

A tensão necessária para provocar uma mudança de fase de π , denominada V_π , é utilizada como parâmetro para calcular o desvio de fase provocado por uma tensão genérica $u(t)$ como mostra a Equação 2.9 [1].

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{\frac{u(t)}{V_\pi} \pi} \quad (2.9)$$

Na Equação 2.9, E_{out} é o campo elétrico de saída, E_{in} é o campo elétrico de entrada, $u(t)$ é o sinal elétrico de modulação e V_π é a tensão elétrica que provoca um deslocamento de fase de 180° .

Utilizando o processo de modulação de fase pode-se modular também a amplitude, princípio da interferência [1]. O modulador de Mach-Zehnder utilizado para a modulação de amplitude é composto por dois moduladores de fase em paralelo como mostra o esquemático da Figura 3.

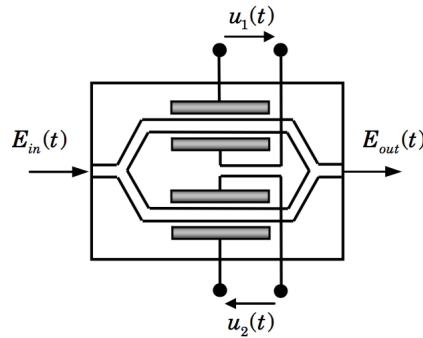


Figura 3: Modulador Mach-Zehnder [1].

Como cada braço do dispositivo pode ser modulado de forma independente, a estrutura da Figura 3 é nomeada *dual-drive*. Desconsiderando os efeitos de acoplamento, o campo elétrico $E_{out}(t)$ é dado pela Equação 2.10 [1]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \frac{1}{2} (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) \quad (2.10)$$

$$\varphi_i(t) = \frac{u_i(t)}{V_\pi} \pi \quad (2.11)$$

Na Equação 2.10, $\varphi_i(t)$ é o deslocamento de fase gerado pelo modulador de fase do braço i dado pela Equação 2.11.

Os moduladores de Mach-Zehnder denominados *single-drive* utilizam sinais dependentes para polarizar cada braço, onde os modos de operações *push-push* e *push-pull* são os mais utilizados.

No modo de operação *push-push* os sinais elétricos $u_1(t)$ e $u_2(t)$ são iguais. Substituindo na Equação 2.10, a Equação 2.9 do modulador de fase é obtida.

No modo de operação *push-pull* $u_1(t) = -u_2(t) = \frac{u(t)}{2}$. Substituindo na Equação 2.10 e utilizando o teorema de Euler obtém-se a Equação 2.12 [1]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) \quad (2.12)$$

$$\Delta\varphi_{MZM}(t) = \frac{u(t)}{V_\pi} \pi \quad (2.13)$$

Na Equação 2.12, $\Delta\varphi_{MZN}(t)$ é a variação de fase gerada pelo MZM e dada pela equação 2.13.

Como um deslocamento de fase igual a $\pm\frac{\pi}{2}$ radianos pode ser aplicado em cada braço da estrutura interferométrica, a Equação 2.12 representa o campo elétrico modulado na saída do combinador.

Existem dois princípios básicos de operação no modo *push-pull*: operação no ponto de quadratura, onde a tensão $u(t)$ varia em torno de $\frac{-V_\pi}{2}$ com valor pico-a-pico máximo de V_π , e operação no ponto de mínima transmitância, onde a tensão $u(t)$ varia em torno de $-V_\pi$ com valor pico-a-pico máximo de $2V_\pi$. A operação no ponto de mínima transmitância apresenta potência óptica e amplitude de campo elétrico nulos quando $u(t) = -V_\pi$. O campo elétrico varia de $-E_{in}(t)$, com potência óptica máxima, a $E_{in}(t)$, com potência óptica também máxima, permitindo a modulação binária de fase. A modulação em fase com ordem maior também pode ser obtida uma vez que valores intermediários entre $E_{in}(t)$ e $-E_{in}(t)$ podem ser atingidos, porém os valores de potência não são constantes como na modulação binária de fase. O modulador IQ apresentado a seguir permite a modulação em fase de alta ordem com potência constante. O modulador IQ é composto por dois moduladores de Mach-Zehnder em paralelo operando no ponto de mínima transmitância. O campo elétrico em um dos braços apresenta uma rotação de fase de $\frac{\pi}{2}$ em relação ao outro inserida através de um modulador de fase como mostra o esquemático da figura 4 [1].

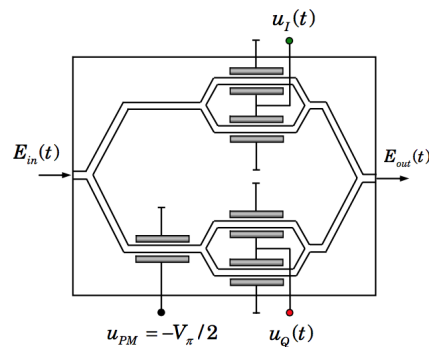


Figura 4: Modulador IQ [1].

Substituindo $u(t) = \frac{-V_\pi}{2}$ na Equação 2.9 do PM, utilizando a Equação 2.12 do MZM e desconsiderando os efeitos de acoplamento, a função de transferência do campo elétrico é dada pela Equação 2.14.

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_I(t)}{2}\right) + j\frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_Q(t)}{2}\right) \quad (2.14)$$

Os moduladores de Mach-Zehnder operando no ponto de mínima transmitância permitem variar a parte real e imaginária da função de transferência de $-\frac{1}{2}$ a $\frac{1}{2}$. Assim, qualquer ponto no plano complexo formado pela componente real e imaginária do campo elétrico no eixo das abcissas e das ordenadas respectivamente, pode ser atingido desde que a relação $\frac{|E_{out}(t)|}{|E_{in}(t)|} \leq \frac{1}{2}$ seja atendida. Os pontos escolhidos no plano complexo para compor um formato de modulação são denominados símbolos.

Os pulsos a serem modulados, campo elétrico $E_{in}(t)$, podem ser tanto pulsos que não retornam ao zero, (NRZ, *Non-Returning to Zero*), em que o campo elétrico não se anula na transição entre os símbolos, potência óptica é relativamente alta, ou pulsos que retornam ao zero (RZ, *Returning to Zero*), em que o campo elétrico se anula na transição entre os símbolos, potência óptica baixa, aproximadamente nula. Pulsos NRZ são mais afetados pelo *chirpping*, efeito mencionado na seção 2.1.1.1, ocorrido na transição entre símbolos pois a potência óptica do sinal no momento da transição intersimbólica é maior.

Pulsos RZ com 50% de *duty cycle* podem ser gerados por um (OPC, *Optical Pulse Carver*) utilizando um MZM operando no ponto de quadratura. O sinal de polarização utilizado no MZM é uma senoide com valor pico-a-pico de V_π e com frequência igual a taxa de símbolos $\left(s = \frac{1}{T_s}\right)$, em que T_s é o tempo entre símbolos [1]. O sinal de polarização, $u_{PC}(t)$, do *Optical Pulse Carver* e sua função de transferência, obtida substituindo $u_{PC}(t)$ na Equação 2.12, são apresentados em 2.15 e 2.16.

$$u_{PC}(t) = \frac{V_\pi}{2} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s} - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{V_\pi}{2} \quad (2.15)$$

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \cos\left[\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s} - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi}{4}\right] \quad (2.16)$$

Considerando um tempo de símbolo igual a 2 unidades, o módulo da Equação 2.16, denominado G, foi plotado na Figura 5 utilizando o software MATLAB.

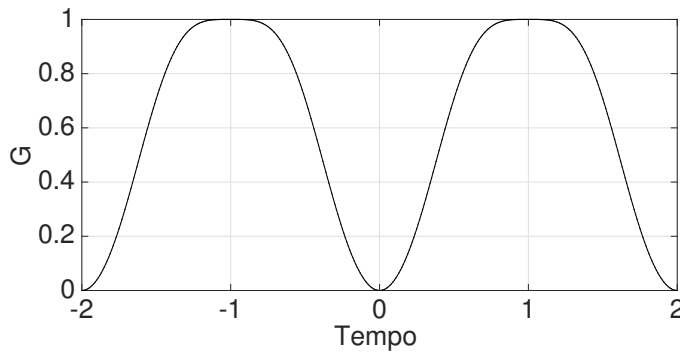


Figura 5: Pulso RZ.

O formato do pulso óptico depende também do formato do sinal elétrico de polarização do modulador. Sinais elétricos sem sobre-sinal e com tempo de subida definido podem ser obtidos utilizando

formatadores de pulsos (IS, *Impulse Shaper*). Estes filtram um sinal retangular com um filtro gaussiano cuja função de transferência é da forma abaixo [1].

$$h(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi} \cdot T_e} \cdot e^{-2t(T_e)^2} \quad (2.17)$$

em que T_e é a constante de tempo do filtro que pode ser aproximadamente relacionada com o tempo de subida do sinal elétrico, Δt , como $\frac{4}{3}\Delta t$. Efetuando a convolução de $h(t)$ com um pulso retangular $u(t)$ com período igual ao tempo de símbolo T_s , obtém-se a função $p(t)$ como mostra 2.18.

$$p(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{2(t - T_s)}{T_e} \right) - \operatorname{erfc} \left(\frac{2t}{T_e} \right) \right] \quad (2.18)$$

Considerando um tempo de símbolo igual a 2 unidades e um tempo de subida igual a 0.5 unidades, a função dada na Equação 2.18 foi plotada na Figura 6 utilizando o software MATLAB.

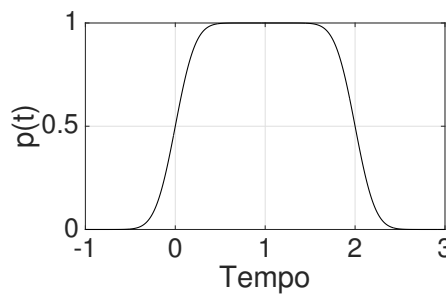


Figura 6: Pulso retangular filtrado por um filtro Gaussiano.

2.1.2 Modulação Óptica

Na transmissão óptica digital com alta ordem de modulação, um conjunto de bits é associados a um conjunto de símbolos. O tamanho do conjunto de símbolos escolhidos define o tamanho do conjunto de bits transmitidos. Se uma quantidade m de bits é associada a cada símbolo, são necessários $M = 2^m$ símbolos para que todas as possíveis combinações de bits possam ser enviadas. Os símbolos escolhidos no plano complexo e o conjunto de bits associados influenciam na performance do sistema. Para uma melhor performance a codificação de Gray deve ser utilizada. Nesta, o mapeamento de bits deve ser arranjado de tal forma que somente um bit do conjunto associado a um símbolo muda em relação aos conjuntos de bits associados aos símbolos vizinhos [1]. Assim, na codificação Gray se um símbolo seja decidido erroneamente como um símbolo vizinho ao enviado, somente haverá erro em um dos bits do conjunto de bits associado.

A quantidade de símbolos e como são arranjados no plano complexo também definem o formato de modulação. Cada formato possui características e implementações distintas. A disposição dos símbolos no plano complexo busca otimizar a relação sinal-ruído óptica (OSNR, *Optical Signal to Noise Ratio*). A OSNR é uma medida análoga à relação sinal ruído, (SNR, *Signal to Noise Ratio*). A diferença se dá que a potência do ruído utilizada na OSNR corresponde à potência dentro de uma faixa de 0,1nm [5]. A OSNR está diretamente relacionada à razão entre a quantidade de bits errados recebidos e a de bits recebido, taxa de bits errados (BER, *Bit Error Rate*). Quanto maior o ruído, menor a OSNR, maior é a chance de decidir símbolos erroneamente e consequentemente receber bits errados.

Alguns formatos de modulação mais utilizados são apresentados a seguir.

2.1.2.1 ASK

(ASK, *Amplitude Shift Keying*), é o formato de modulação em que somente a amplitude do campo elétrico é modulada. O transmissor ASK é composto por um MZM no modo *push-pull* operando no ponto de quadratura [1]. Para um sinal Retorno a Zero (RZ, *Return to Zero*) utiliza-se um MZM adicional polarizado por um sinal senoidal como explicado na seção 2.1.1.2.

O formato de modulação em que M símbolos diferentes são possíveis é denominado *M-ary*. Caso M seja igual a 2, para o formato ASK, tem-se o formato 2ASK, ou OOK (*On-Off Keying*). O conjunto de símbolos normalizados, também conhecido como constelação, para o formato 2ASK é mostrado no plano complexo da Figura 7.

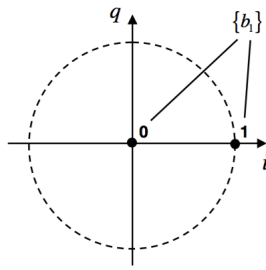


Figura 7: Constelação 2ASK [1].

O esquemático de um transmissor RZ-2ASK também é mostrado na Figura 8.

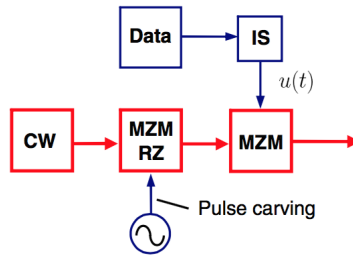


Figura 8: Transmissor RZ-2ASK [1].

Considerando um laser ideal, modelado pela Equação 2.1, um entalhador de pulso (*pulse carving*), cuja função de transferência é dada pela Equação 2.16 e a Equação 2.12 genérica do MZM, a equação do campo elétrico na saída do transmissor é dada em 2.19.

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{2V_\pi} \pi\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s} - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.19)$$

O sinal elétrico $u(t)$ é dado pela Equação 2.20, em que $p(t - kT_s)$ é o pulso representado na Figura 6 deslocado de k vezes o tempo de símbolo T_s para transmitir o k -ésimo símbolo.

$$u(t) = -V_\pi + V_\pi \cdot \sum_k b_{1k} \cdot p(t - kT_s), \quad b_{1k} \in \{0, 1\} \quad (2.20)$$

Caso b_{1_k} seja o bit zero $u(t) = -V_\pi$, para t no centro do intervalo entre dois símbolos consecutivos e, portanto, E_s é nulo. Caso b_{1_k} seja o bit 1, E_s é máximo pois $u(t) = 0$.

Além da amplitude, a fase do sinal óptico pode ser modulada. A modulação de fase pode ser tanto sequencial como diferencial. Dessa maneira, a informação é codificada na fase absoluta ou na diferença de fase respectivamente. Formatos de modulação diferenciais são apresentados na Seção 2.1.2.2.

2.1.2.2 PSK

Modulação diferencial PSK, ou (DPSK, *Differential Phase Shift Keying*), é o formato de modulação em que a informação é codificada na diferença de fase entre o símbolo atual e o anterior.

O formato DPSK permite estruturas de recepção mais simples, apresentadas na Seção 2.1.2.3 e os erros de símbolos acontecem em pares devido à correlação entre dois símbolos consecutivos.

Analogamente ao formato ASK, a quantidade de símbolos define a ordem M do formato DPSK, sendo DBPSK para $M=2$ e DQPSK para $M=4$, as demais denominações são compostas com o prefixo M.

A Figura 9 mostra algumas constelações MDPSK na codificação Gray. Pode-se notar que somente um bit do conjunto de bits associados a um símbolo muda em relação ao conjunto de bits associado a um símbolo vizinho.

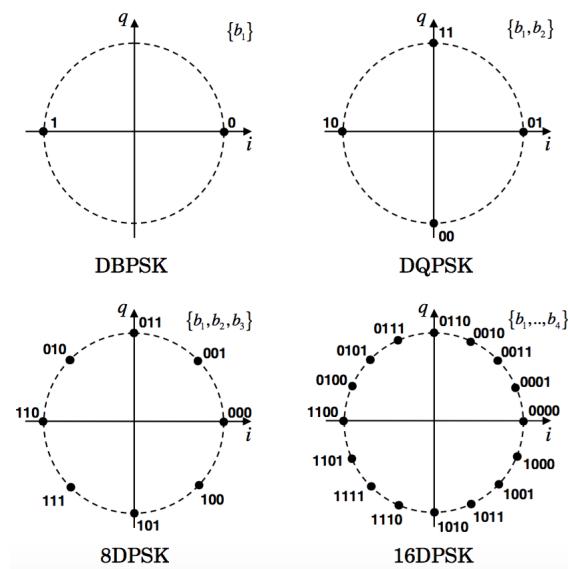


Figura 9: Constelações MDPSK [1].

Os formatos MDPSK podem ser gerados por diversos tipos de transmissores. Aumentando-se a complexidade óptica, a complexidade elétrica diminui, e vice-versa [1]. Devido ao alto custo dos componentes ópticos, alguns centros de pesquisa, como é o caso do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações, CPqD, localizado na cidade de Campinas, utilizam sinais elétricos multiníveis e modulador IQ, permitindo a geração de formatos de modulação de alta ordem, alto M.

A geração de sinais elétricos multi-níveis é prejudicada por ondulações, ou *ripples*. Numa situação crítica, um nível de tensão desejado com o efeito dos *ripples* pode invadir o nível de tensão de geração do

símbolo vizinho, gerando um erro de símbolo. Logo, sinais elétricos com níveis de tensão bem definidos são necessários. Uma forma de avaliar um sinal elétrico multi-nível é utilizar o diagrama de olho. Neste diagrama os diferentes níveis elétricos que geram todos os possíveis símbolos são sobrepostos de forma a ocupar um período de símbolo. A Figura 10 representa o diagrama de olho para um sinal elétrico binário.

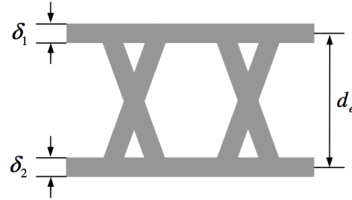


Figura 10: Diagrama de olho para um sinal elétrico binário [1].

As medidas δ_1 e δ_2 representam o *ripple*, relacionados à relação sinal ruído e d_e , a altura do diagrama de olho. A partir destes parâmetros pode-se obter o espalhamento do olho, Δ_e dado pela Equação 2.21. O espalhamento do olho pode ser utilizado para avaliar a qualidade do sinal elétrico gerado.

$$\Delta_e = \frac{(\delta_1 + \delta_2)}{d_e} \quad (2.21)$$

Moduladores DPSK que utilizam somente sinais elétricos binários podem ser obtidos cascadeando moduladores de fase. Estes provocam o deslocamento de fase de π , $\frac{\pi}{2}$, $\frac{\pi}{4}$ e assim sucessivamente, denominado transmissor série. Também pode-se utilizar um modulador IQ cascadeado com moduladores de fase para deslocamentos de fase de $\frac{\pi}{4}$, $\frac{\pi}{8}$ e assim sucessivamente, denominado transmissor em paralelo.

As equações dos campos elétricos na saída destes transmissores podem ser obtidas facilmente combinando as equações apresentadas para os modulador IQ e de fase, e as equações de formação de pulsos.

Os sinais elétricos que polarizam os moduladores são obtidos a partir de um circuito elétrico contendo multiplexador, um codificador diferencial e formadores de pulsos, já abordados anteriormente, para cada saída binária do codificador. O multiplexador é utilizado para agrupar o conjunto de bits do símbolo. Os codificadores diferenciais são circuitos que verificam a fase do símbolo enviado anteriormente e determinam a fase necessária do símbolo a ser enviado para representar o conjunto de bits desejado. Estes podem ser construídos com portas lógicas.

Um transmissor DQPSK serial é composto por dois moduladores de fase. O primeiro modulador provoca uma mudança de fase de 0 a π e o segundo uma mudança de 0 a $\frac{\pi}{2}$. A tabela verdade da Figura 1 apresenta as possíveis combinações dos bits que se deseja transmitir $b_{1,k}$ e $b_{2,k}$, o estado do sinal binário no instante anterior $d_{1,k-1}$ e $d_{2,k-1}$ e o estado do sinal binário atual $d_{1,k}$ e $d_{2,k}$ necessários para produzir uma diferença de fase de φ_{b_k} . A tabela também apresenta a fase absoluta esperada φ_k e a fase absoluta anterior φ_{k-1} .

Analisando a quinta linha da tabela, escolha arbitrária, tem-se uma fase absoluta anterior de 0° e uma diferença de fase desejada de $\frac{\pi}{2}$. A diferença de fase é representada pelos bits 11, como indica a Figura 9. Logo, a fase absoluta esperada do sinal é $\frac{\pi}{2}$. Assim, somente o segundo modulador deve provocar

Tabela 1: Tabela verdade do codificador diferencial serial DBPSK [1].

d_{1k}	d_{2k}	φ_k	d_{1k-1}	d_{2k-1}	φ_{k-1}	b_{1k}	b_{2k}	φ_{bk}
0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	$\pi/2$	0	0	$3/2 \cdot \pi$
0	0	0	1	0	π	1	0	π
0	0	0	1	1	$3/2 \cdot \pi$	1	1	$\pi/2$
0	1	$\pi/2$	0	0	0	1	1	$\pi/2$
0	1	$\pi/2$	0	1	$\pi/2$	0	1	0
0	1	$\pi/2$	1	0	π	0	0	$3/2 \cdot \pi$
0	1	$\pi/2$	1	1	$3/2 \cdot \pi$	1	0	π
1	0	π	0	0	0	1	0	π
1	0	π	0	1	$\pi/2$	1	1	$\pi/2$
1	0	π	1	0	π	0	1	0
1	0	π	1	1	$3/2 \cdot \pi$	0	0	$3/2 \cdot \pi$
1	1	$3/2 \cdot \pi$	0	0	0	0	0	$3/2 \cdot \pi$
1	1	$3/2 \cdot \pi$	0	1	$\pi/2$	1	0	π
1	1	$3/2 \cdot \pi$	1	0	π	1	1	$\pi/2$
1	1	$3/2 \cdot \pi$	1	1	$3/2 \cdot \pi$	0	1	0

uma rotação de $\frac{\pi}{2}$, ou seja, $d_{1k} = 0$ e $d_{2k} = 1$. A mesma análise pode ser feita para as demais linhas da tabela.

Os dois mapas de Karnaugh abaixo foram construídos para obter as relações lógicas entre os bits d_{1k-1} , d_{2k-1} , b_{1k} e b_{2k} que geram os bits d_{1k} e d_{2k} .

Tabela 2: Mapa de Karnaugh para o bit d_{1k} da transmissão DBPSK.

		$b_{1k} \quad b_{2k}$			
		00	01	11	10
d_{1k-1}	00	1	0	0	1
	01	0	0	1	1
d_{2k-1}	11	1	1	0	0
	10	0	1	1	1

Tabela 3: Mapa de Karnaugh para o bit d_{2k} da transmissão DBPSK.

		$b_{1k} \quad b_{2k}$			
		00	01	11	10
d_{1k-1}	00	1	0	1	0
	01	0	1	0	1
d_{2k-1}	11	0	1	0	1
	10	1	0	1	0

Agrupando os bits 1 de cada linha da Tabela 2 em pares obtém-se a expressão booleana mostrada em 2.22.

$$d_{1k} = \overline{b_{2k}} \cdot \overline{d_{1k-1}} \cdot \overline{d_{2k-1}} + b_{1k} \cdot \overline{d_{1k-1}} \cdot d_{2k-1} + \overline{b_{1k}} \cdot d_{1k-1} \cdot d_{2k-1} + b_{2k} \cdot d_{1k-1} \cdot \overline{d_{2k-1}} \quad (2.22)$$

Agrupando os bits 1 de cada coluna da tabela 3 em pares obtém-se a expressão booleana mostrada

em 2.23.

$$d_{2k} = \overline{b_{1k}} \cdot b_{2k} \cdot d_{2k-1} + \overline{b_{1k}} \cdot \overline{b_{2k}} \cdot \overline{d_{2k-1}} + b_{1k} \cdot b_{2k} \cdot \overline{d_{2k-1}} + b_{1k} \cdot \overline{b_{2k}} \cdot d_{2k-1} \quad (2.23)$$

Logo, utilizando portas lógicas pode-se facilmente construir um codificador diferencial serial DQPSK. O mesmo procedimento pode ser aplicado para determinar a estrutura do codificador diferencial paralelo DQPSK, assim como para os demais codificadores relacionados aos moduladores DPSK de ordem superior.

Os transmissores sequenciais PSK codificam a informação no valor absoluto da fase do sinal óptico. Estes são semelhantes aos transmissores DPSK com a exceção do codificador diferencial que não se faz necessário. Assim, um determinado símbolo não depende do símbolo anterior. Com isso a BER é melhorada, porém a tolerância do sistema ao ruído de fase diminui devido à rotação de constelação, efeito que será apresentado na seção 2.1.7.

2.1.2.3 QAM

Moduladores (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*), mapeiam bits em símbolos que contêm uma componente tanto no eixo imaginário, componente em quadratura, quanto no eixo real, componente em fase. O formato QPSK também pode ser gerado como o formato 4QAM. Neste, os símbolos estão dispostos de forma que as componentes imaginárias e reais possuem módulos iguais, resultando em quatro diferentes símbolos. No formato 4QAM não há informação codificada na amplitude, pois a mesma é constante.

Os símbolos podem ser dispostos em círculos concêntricos, sendo este formato denominado *Star-QAM*. Os símbolos de cada círculo podem ser produzidos utilizando transmissores PSK ou QPSK. Os diferentes raios dos círculos podem ser obtidos adicionando um MZM como modulador de amplitude.

Um parâmetro utilizado para otimizar a OSNR de um sinal *Star-QAM* com apenas dois diferentes raios é a razão de anel, (RR, *Ring Ratio*). Este é a divisão entre o raio maior e o raio menor dos dois círculos. A distância entre símbolos dispostos num mesmo círculo são menores quanto menor o raio do mesmo, causando uma degradação da OSNR. Um dos métodos para solucionar este problema é dispor uma quantidade menor de símbolos nos círculos com menor raio [1]. A implementação de tal transmissor é complexa o que leva à exploração de outro formato de modulação, o *Square-QAM*.

No formato de modulação *Square-QAM* os símbolos são dispostos em quadrados em cada um dos quadrantes. Um dos problemas desse formato de modulação é ambiguidade entre quadrantes que incorre do uso da detecção síncrona, apresentada posteriormente, onde as componentes em quadratura e em fase são detectadas em módulos [1]. Uma forma de solucionar este problema é a codificação diferencial de quadrantes. Nesta, dois bits são codificados de forma diferencial para identificar o quadrante. Assim estes dois bits podem ser decodificados corretamente mesmo que exista uma rotação múltipla de 90° dos símbolos, *cycle-slip*, cuja causa será abordada posteriormente. Uma das consequências de se utilizar a codificação diferencial de quadrantes consiste em não poder utilizar a codificação Gray gerando uma penalidade na OSNR do sinal [1]. Algumas possíveis configurações de transmissores para a geração do *Square-QAM* diferencial são: configuração serial, transmissor IQ convencional, transmissor IQ melhorado, transmissor QPSK tandem e transmissor multi-paralelo MZM

A configuração serial é composta pelos seguintes componentes elétricos/eletrônicos: demultiplexador, codificador QPSK, gerador de níveis e dois formadores de pulsos. O codificador DQPSK codifica 2 bits diferencialmente para indicar o quadrante, como citado anteriormente. O gerador de níveis é utilizado para gerar os sinais com diferentes níveis de tensão que polarizam os moduladores. Os componentes opto-eletrônicos são: uma fonte de luz contínua, dois MZMs e um modulador de fase. Um MZM é utilizado para o entalhador de pulsos, sendo polarizado por uma fonte senoidal. O segundo MZM é utilizado para a modulação em amplitude.

O transmissor IQ convencional é composto pelos mesmos componentes elétricos/eletrônicos anteriores com a adição de mais um gerador de nível e um codificador *Square-QAM*. Os dois geradores presentes possuem complexidade menor que o gerador de sinais da configuração serial. Os componentes opto-eletrônicos são uma fonte de luz contínua, um entalhador de pulsos e um modulador IQ. Nesta configuração a geração do sinal elétrico é menos complexa que a configuração anterior.

O transmissor IQ melhorado, como forma de reduzir a quantidade de níveis elétricos dos sinais de polarização da configuração anterior, são obtidos inserindo dois PMs, um em cada braço do modulador IQ. Assim reduz-se o número de níveis elétricos pela metade. Os sinais de polarização dos PMs são obtidos inserindo dois geradores de níveis e dois formadores de pulsos. Para o formato 16QAM, não há a necessidade de geradores de níveis, pois somente sinais elétricos binários polarizam os moduladores.

O transmissor QPSK tandem não necessita do codificador *Square-QAM* como as duas configurações anteriores. Neste transmissor são utilizados dois PMs em série, que podem ser substituídos por um modulador IQ, precedidos por um modulador IQ. Caso deseje-se formatos de ordem superior a 16QAM, geradores de níveis são necessários para polarizar o modulador IQ.

O transmissor multi-paralelo MZM possui $m/2$ moduladores IQ polarizados por sinais binários de tal forma a produzir $m/2$ sinais QPSK. A saída do n -ésimo modulador IQ é atenuada por $(n-1)6$ dB. As saídas dos moduladores IQ são acopladas de forma a produzir o sinal 4^m QAM. Assim, neste transmissor somente sinais elétricos binários são utilizados para modular os MZMs. O uso do codificador *Square-QAM* volta a ser necessário.

2.1.3 Receptores Ópticos

Os receptores ópticos podem ser projetados para detecção direta ou detecção coerente. Na detecção direta somente um ou mais diodos fotodetectores, fotodiodos, são utilizados. O fotodiodo converte a potência do sinal óptico em corrente elétrica. Logo, a modulação em amplitude pode ser detectada utilizando a detecção direta. Na detecção coerente, que será apresentada na seção 2.1.3.5, a modulação em amplitude, fase, polarização e frequência são detectadas. Assim, os sinais recebidos com detecção direta são limitados em variáveis do sinal óptico que podem ser processadas digitalmente, diferentemente dos sinais recebidos com detecção coerente. Os processadores de sinais digitais, (DSP, *Digital Signal Processor*), abordados na seção 2.1.5, são utilizados para compensar a degradação ocorrida na transmissão.

O sinal óptico nos sistemas de longo alcance sofrem mais degradação, em termos da OSNR, do que sistemas de curto alcance, pois os amplificadores necessários nos sistemas de longo alcance inserem ruído no sinal óptico. Assim, sistemas ópticos de modulação em amplitude e detecção direta, (IMDD, *Intensity Modulation and Direct Detection*), são amplamente utilizados para transmissão de curto alcance

devido ao baixo custo e a suficiência de um DSP simples comparado com aos sistemas de longo alcance.

Como apresentado na seção 2.1.2, a informação pode ser codificada na diferença de fase, modulação diferencial de fase. Logo, utilizando-se a detecção direta não é possível recuperar a informação codificada modulação diferencial de fase. Porém, utilizando elementos ópticos passivos como interferômetros de linha de atraso, (DLI, *Delay Line Interferometer*), a modulação de fase diferencial pode ser convertida em modulação de amplitude, mecanismo abordado na seção 2.1.3.3, e a detecção direta pode ser utilizada. Porém, para sistemas sem limitações em custo, prefere-se utilizar a detecção coerente, pois toda a demodulação pode ocorrer no domínio elétrico e componentes ópticos não são necessários.

Assim, nesta seção serão apresentados os componente ópticos utilizados nos detectores direto e coerente bem como suas configurações e funcionamento.

2.1.3.1 DLI

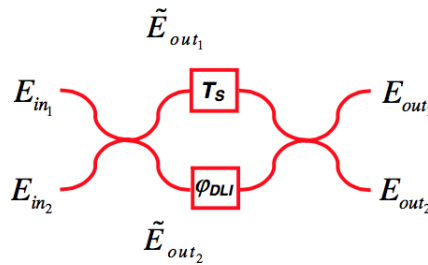


Figura 11: Interferômetro de linha de atraso [2].

O DLI, apresentado na Figura 11, é um componente óptico passivo composto por um *splitter* 2x2, um atraso de linha, um atraso de fase e um *combiner* 2x2. *Splitters* e *combiners* 2x2 cujo sinal de entrada e saída são divididos igualmente, como é o caso do DLI, são denominados acopladores de 3dB. No DLI dois sinais ópticos podem ser combinados apropriadamente.

No *splitter* 2x2 a potência óptica de cada sinal é dividida igualmente entre os dois braços. O campo elétrico resultante em cada braço de saída é a soma do campo elétrico na entrada do braço diametralmente oposto rotacionado de 90° com o campo elétrico do outro braço multiplicado por $1/\sqrt{2}$. Logo, os campos elétricos dos braços de saída apresentam uma rotação de fase de 180° entre si, como mostra a Equação 2.24 do acoplador de 3 dB.

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_{out1} \\ \tilde{E}_{out2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{in1} \\ E_{in2} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Após o *splitter* o sinal é atrasado de um tempo de símbolo, T_S , no braço superior e no braço inferior uma rotação de fase arbitrária de φ_{DLI} pode ser efetuada. Os sinais dos dois braços são recombinados no *combiner* seguindo a Equação 2.24.

Utilizando a Equação 2.1 e a Equação 2.24 pode-se obter a equação da potência de saída de ambos os braços do DLI, ambas apresentadas abaixo. Para tal, a Equação 2.1 deve ser multiplicada pelo fator $a(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$ que representa a variação lenta da amplitude e da fase provenientes da modulação.

Ademais, a Equação 2.24 é utilizada com a entrada E_{in_2} em vazio.

$$P_{out_1} = E_{out_1}(t) \cdot E_{out_1}^*(t) = \frac{1}{4}P_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{4}P_s \cdot a^2(t - T_s) - \frac{1}{2}P_s \cdot a(t)a(t - T_s)\cos[\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_{n_s}(t) + \varphi_{DLI}] \quad (2.25)$$

$$P_{out_2} = E_{out_2}(t) \cdot E_{out_2}^*(t) = \frac{1}{4}P_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{4}P_s \cdot a^2(t - T_s) + \frac{1}{2}P_s \cdot a(t)a(t - T_s)\cos[\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_{n_s}(t) + \varphi_{DLI}] \quad (2.26)$$

2.1.3.2 Híbrida 2 x 4 de 90 graus

A híbrida 2 x 4 de 90° é o componente necessário para efetuar a detecção direta dos formatos de modulação de alta ordem pois a potência do sinal em cada saída depende da fase do sinal aplicado nas entradas.

Este componente também pode ser utilizado para realizar o batimento do sinal recebido com o sinal oscilador local na detecção coerente, como será explicado posteriormente.

A híbrida pode ser construída utilizando 4 acopladores de 3dB e um rotacionador de fase de 90°, como mostra a Figura 12.

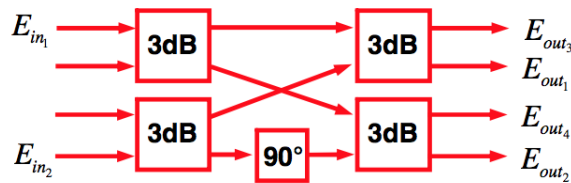


Figura 12: 2 x 4 híbrida de 90° [2].

Utilizando a função de transferência do campo elétrico do acoplador de 3dB, pode-se obter a equação da potência de saída deste componente, como mostra 2.27. Por simplicidade o campo elétrico é escrito como $E_{in_i} = |E_{in_i}|e^{j\phi_i(t)}$ sendo $i = 1, 2$.

$$P_{out_n} = E_{out_n}(t) \cdot E_{out_n}^*(t) = \frac{1}{4}|E_{in_1}(t)|^2 + \frac{1}{4}|E_{in_2}(t)|^2 + \frac{1}{2}|E_{in_1}(t)||E_{in_2}(t)| \cdot \cos[\phi_1(t) + \phi_2(t) - n \cdot 90^\circ] \quad (2.27)$$

Na Equação 2.27, n corresponde ao índice da porta de saída do componente.

Existem outras maneiras de se construir este componente de tal forma que se insira um ângulo ψ conveniente somado ao argumento do cosseno presente em 2.27.

2.1.3.3 Receptores com Múltiplos DLIs

Como citado anteriormente, é possível detectar diretamente modulação de fase diferencial convertendo-a em modulação de amplitude utilizando DLIs. Analisando as Equações 2.25 e 2.26, pode-se notar que utilizando um φ_{DLI} tal que $\Delta\varphi(t) + \varphi_{DLI} = (2n - 1) \cdot \pi$, desconsiderando o ruído de fase,

o valor do cosseno é mínimo. Analogamente, fazendo $\Delta\varphi(t) + \varphi_{DLI} = 2n \cdot \pi$, o valor é máximo. Em ambos os casos n pertence ao conjunto dos números inteiros. Assim, para cada dois valores de $\Delta\varphi(t)$, ângulo diferencial específicos e diametralmente opostos, pode-se utilizar um DLI para apresentar valor máximo e mínimo em cada uma de suas saídas no instante de amostragem.

Detectores balanceados utilizam dois fotodiodos de forma a subtrair as correntes excitadas em cada um para compor a corrente de saída. Como a corrente nos fotodiodos é diretamente proporcional à potência, os detectores balanceados são utilizados para subtrair a potência dos dois sinais de saída dos DLIs. Assim, somente os termos proporcionais ao cosseno do ângulo diferencial não são cancelados pois apresentam sinais opostos.

Para sinal 8DPSK, por exemplo, são necessários 4DLIs pois existem quatro pares de ângulos diametralmente opostos. Para receber este sinal, o mesmo é dividido igualmente para quatro braços com DLI utilizando um *splitter* 1 x 4. A corrente produzida pelos fotodiodos é proporcional à potência óptica do sinal e à responsividade, R , do fotodiodo, além de apresentarem ruídos aditivos denominados ruído *shot* e ruído térmico [2]. Um braço extra, obtido utilizando um *splitter* 1 x 2, com um detector comum (um fotodiodo) pode ser utilizado para detectar a modulação em amplitude caso deseje-se demodular sinais *Star-QAM*.

Devido à alta complexidade óptica, este tipo de receptor somente é implementado para demodular formatos que necessitam de apenas dois DLIs [2].

2.1.3.4 Receptores IQ com DLIs

Uma solução para a detecção direta de formatos de alta ordem utilizando apenas dois DLIs são os receptores IQ. Estes receptores são compostos por um *splitter* 1 x 2 para dividir o sinal igualmente em dois braços, um para detectar a modulação em amplitude como explicado na sessão anterior, e outro utilizado para a detecção das componentes IQ. Para aumentar a sensibilidade do fotodetector um amplificador óptico seguido por um filtro é geralmente colocado antes do receptor [2].

A detecção das componente IQ é feita dividindo igualmente o sinal utilizando outro *splitter* 1 x 2. Utilizando a Equação 2.1 multiplicada pelo fator $a(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$ e a Equação 2.24, os campos elétricos de saída do segundo acoplador, denominados aqui de E_I e E_Q , podem ser obtidos e são apresentados por 2.28 e 2.29. As fontes de ruído foram desconsideradas visto que sua inclusão gera um nível de complexidade exagerada para este trabalho de conclusão de curso.

$$E_I(t) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot e^{j\varphi_{n_s}} \cdot e^{j90^\circ} \quad (2.28)$$

$$E_Q(t) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot e^{j\varphi_{n_s}} \cdot e^{j180^\circ} \quad (2.29)$$

Os sinais de saída do *splitter* são conectados às entradas E_{in1} , vide Figura 11, de dois DLIs com ângulos de rotação denominados φ_{DLI_I} e φ_{DLI_Q} . As saídas dos DLIs são utilizadas para excitar dois detectores balanceados. Assim utilizando as Equações 2.25 e 2.26, as correntes de saída dos detectores podem ser derivadas, como explicado na sessão anterior. A variável R nas expressões abaixo é o fator de

proporcionalidade entre a potência óptica e corrente no fotodiodo, responsividade do fotodiodos.

$$I_I(t) = \frac{R}{4} \cdot P_s \cdot a(t)a(t - T_s) \cdot \cos [\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_{n_s}(t) + \varphi_{DLI_I}] \quad (2.30)$$

$$I_Q(t) = \frac{R}{4} \cdot P_s \cdot a(t)a(t - T_s) \cdot \cos [\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_{n_s}(t) + \varphi_{DLI_Q}] \quad (2.31)$$

Os símbolos da constelação QPSK são dispostos nos vértices de um quadrado centrado na origem do plano complexo. Logo, a detecção de um sinal DQPSK pode ser facilmente obtida fazendo $\varphi_{DLI_I} = -45^\circ$ e $\varphi_{DLI_Q} = -135^\circ$. Deste modo, obtêm-se sinais binários para as correntes em ambos detectores balanceados.

Fazendo $\varphi_{DLI_I} = 0^\circ$, o argumento da função cosseno na Equação 2.30 se torna $\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_{n_s}(t)$. E fazendo $\varphi_{DLI_I} = -90^\circ$ na Equação 2.31, o cosseno se torna equivalente ao seno $\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_{n_s}(t)$. Logo, as componentes em fase e em quadratura podem ser detectadas.

Nesta última situação é claro perceber que as correntes detectadas para formatos de ordem superior a DQPSK são sinais multiníveis. Por este motivo, a aplicação de técnicas para a recuperação da informação enviada são necessárias. Estas técnicas são denominadas decisão Arg e decisão IQ, em que setores de círculo e setores quadrangulares, respectivamente, são atribuídos a cada símbolo do formato como região de decisão do mesmo. Na decisão Arg, caso o arco tangente da divisão das correntes em fase e em quadratura estiver dentro de uma faixa angular atribuída a um determinado símbolo, este será considerado como recebido. Logo, demapeando este símbolo, obtêm-se um conjunto de bits recebidos. Diferentemente, na decisão IQ às componentes em fase e em quadratura detectadas pertencem a um determinado setor quadrado, cujo símbolo correspondente é tido como recebido.

Receptores IQ também podem ser obtidos substituindo os dois DLIs por uma híbrida 2 x 4 de 90° . Isto é possível pois as potências de saída da híbrida são relacionadas por múltiplos de 90° , vide 2.27.

2.1.3.5 Princípio da Detecção Coerente

Na detecção coerente um sinal óptico de uma fonte com comprimento de onda constante (CW, *Constant Wavelength*), denominado oscilador local, é acoplado ao sinal óptico recebido. Em seguida faz-se a detecção, geralmente balanceada, das saídas do acoplador, como mostra a Figura 13.

Como o oscilador local é uma fonte de luz não modulada, o campo elétrico é modelado por 2.32, análoga à Equação 2.1.

$$E_{l_o}(t) = \sqrt{P_{l_o}} \cdot e^{j(\omega_{l_o}t + \varphi_{l_o})} \cdot e^{j\varphi_{n_{l_o}}(t)} \cdot \mathbf{e}_{l_o} \quad (2.32)$$

A detecção coerente pode ser heteródina ou homódina. Na detecção heteródina não há a necessidade de sincronismo entre a frequência e a fase do oscilador local e do sinal. A detecção homódina pode ser tanto síncrona como assíncrona. Nesta, somente a frequência precisa ser sincronizada, enquanto que na detecção homódina síncrona, tanto a frequência como a fase precisam ser sincronizadas.

Na detecção coerente heteródina a informação contida no sinal óptico é convertida em um sinal elétrico que possui uma frequência intermediária (IF, *Intermediate Frequency*). Esta frequência corresponde à diferença de frequência $\Delta\omega$ entre o sinal recebido e o sinal do oscilador local. Logo, o sinal elétrico da detecção heteródina apresenta uma banda deslocada em relação à frequência nula cuja frequência inicial é IF, fazendo-se necessário o uso de dispositivos com largura de banda maior que a

largura da banda base. Contudo, a detecção heteródina permite o uso de esquemas simples de demodulação dispositivos de sincronismo de portadora no domínio elétrico [2].

Diferentemente, o sinal elétrico da detecção homódina possui banda unilateral começando na frequência nula, pois o sincronismo de frequência faz com que IF seja nulo.

Utilizando um acoplador de 3dB para acoplar o sinal modulado recebido com o sinal do oscilador local, tem-se o esquema da Figura 13.

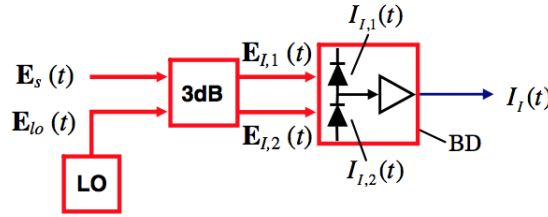


Figura 13: Exemplo ilustrativo do princípio da detecção coerente [2].

Pode-se obter diretamente a equação resultante da corrente elétrica $I_I(t)$, em ??, utilizando as Equações 2.32, 2.24 e 2.1 multiplicada pelo fator $a(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$ de modulação.

$$I_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh} \quad (2.33)$$

$$\Delta\omega = \omega_s - \omega_{lo}$$

$$\varphi_n(t) = \varphi_{n_s}(t) - \varphi_{n_{lo}}(t)$$

$$\varphi_0 = \varphi_s - \varphi_{lo}$$

$$i_{sh} = i_{sh_1} - i_{sh_2}$$

Na Equação 2.34, R é a sensibilidade e i_{sh_1} e i_{sh_2} os ruídos *shot*, gerado devido à natureza discreta das cargas elétricas, aditivo dos fotodiodos. Nesta análise os ruídos são considerados, pois a detecção coerente é mais utilizada em sistemas de longo alcance cuja preocupação com a OSNR, conseqüentemente com o ruído, é alta, como já explicado.

Nos receptores coerentes geralmente também é colocado um amplificador óptico seguido por um filtro. O ruído inserido pelo amplificador pode ser modelado como um ruído Gaussiano aditivo, sendo a soma de duas componentes. Estas componentes são uma perpendicular e outra paralela com respeito à polarização do sinal, $\mathbf{n}(t) = n_{||}(t)\mathbf{e}_{||} = n_{\perp}(t)\mathbf{e}_{\perp}$ [2].

Analogamente à obtenção da Equação 2.34, a equação para a corrente I_I pode ser obtida desconsiderando o filtro. A mesma é apresentada por 2.34.

$$I_I(t) = 2\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \text{sen}[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + 2R \cdot \text{Re} \{ -jE_{lo}^*(t)n_{||}(t)e^{j\omega_s t} \} \quad (2.34)$$

A partir de 2.34, pode-se verificar que a corrente possui uma componente proporcional à potência do sinal e do oscilador local, o que melhora a relação sinal-ruído. A corrente possui uma componente que é proporcional à potência do oscilador local e do ruído de emissão espontânea (ASE, *Amplified Spontaneous Emission*), batimento LO-ASE [2]. Pode-se notar que a componente de ruído não é proporcional à

potência de símbolo. Assim, controlando a potência do oscilador local, (LO, *Local Oscillator*), controla-se a contribuição do ruído ASE.

Para detectar as componentes em fase e em quadratura do sinal recebido, deve-se utilizar um detector de entrada de quadratura óptica, *Optical Quadrature Frontend*. Este componente é composto por uma híbrida de 90°, como explicado na seção 2.1.3.2, e dois detectores balanceados. As entradas da híbrida são o sinal do oscilador local e o sinal recebido. As saídas com índices n ímpares da híbrida são as entradas de um detector balanceado e com índices pares do outro detector. Utilizando as equações apresentadas na Seção 2.1.3.2 e as equações que modelam o sinal óptico recebido e o sinal óptico do oscilador local, as equações das correntes I_I e I_Q podem ser obtidas. Nesta análise os ruídos foram desconsiderados para não fazer este trabalho de conclusão curso de grande complexidade.

$$I_I(t) = R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \quad (2.35)$$

$$I_Q(t) = R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \quad (2.36)$$

Circuitos elétricos são utilizados para manipular as correntes elétricas I_I e I_Q de forma a obter a detecção da modulação em amplitude e em fase. Por exemplo, fazendo a soma dos quadrados das correntes, obtém-se uma resultante proporcional ao quadrado da componente de modulação em amplitude e independe do desvio de frequência, $\Delta\omega$, do ruído de fase, do desvio de fase e da modulação de fase. Assim pequenos desvios de frequência, menores que o desvio de frequência da detecção heteródina, são permitidos.

Utilizando estruturas elétricas análogas ao DLI com rotação de fase nula, pode-se obter a detecção da modulação diferencial. Nesta, um desvio fixo de frequência causa uma rotação fixa na fase absoluta, o que não afeta a detecção diferencial. Entretanto, rotações lentas na constelação, causadas por variações lentas no desvio de frequência, podem ser corrigidas por circuitos (AFC, *Automatic Frequency Control*), de baixa complexidade [2]. Analogamente, o desvio de fase também não afeta a detecção devido à sua natureza diferencial que o anula. Logo, não há a necessidade de sincronismo entre a fase do oscilador local e do sinal recebido, sendo este denominado receptor homódino com detecção síncrona.

Com a evolução da microeletrônica, as correntes I_I e I_Q podem ser amostradas, e a demodulação diferencial pode ser executada digitalmente. Isto é possível pois a estimação digital do desvio de frequência pode ser efetuada de maneira eficiente.

Como apresentado, formatos de modulação diferenciais podem ser detectados com receptores homódinos com detecção assíncrona. Porém, estes receptores não são capazes de detectar formatos de modulação não-diferenciais devidos aos efeitos do ruído e do desvio de fase.

Diversos circuitos, como o OPPL (OPLL, *Optical Phase Locked Loop*), e AFC, foram desenvolvidos para compensar o desvio de fase e de frequência entre o laser utilizado para gerar a portadora e o oscilador local [2]. Circuitos OPLL são de grande complexidade. Atualmente, a detecção homódina com demodulação digital síncrona, onde não há a necessidade do uso de um OPLL, é possível e amplamente utilizada. Este tipo de detecção é possível devido a existência de algoritmos eficientes de estimação do erro de fase.

Além de usar processamento digital para estimar o erro de fase, também é possível utilizar

algoritmos para compensar efeitos da propagação da luz na fibra, efeitos Kerr, como a dispersão cromática e efeitos não lineares. Como estes efeitos são os limitantes da BER, dedica-se a eles a próxima seção.

2.1.4 Propagação da Luz na Fibra Óptica

A propagação da luz na fibra é governada pela equação não-linear de Schrödinger, (NLSE, *Nonlinear Schrödinger Equation*), apresentada por 2.37.

$$\frac{\partial A}{\partial z} - \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} - \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A = j\gamma |A|^2 A \quad (2.37)$$

A variável A em 2.37 é a envoltória do pulso transmitido dependente do tempo, t , e da posição, z , na fibra. O parâmetro β_1 é dado pelo inverso da velocidade de grupo. Esta é a velocidade das componente do sinal óptico que variam com a frequência devido à variação do índice de refração da fibra com a frequência. β_2 é o parâmetro de dispersão da velocidade de grupo, (GVD, *Group Velocity Delay*). O efeito modelado por β_1 e β_2 é denominado dispersão cromática. α representa a atenuação da fibra. γ é o coeficiente não-linear da fibra, ou seja é o fator multiplicativo da potência do sinal, $|A|^2$, que causa auto-modulação de fase, (SPM, *Self-Phase Modulation*) [6].

A dependência na frequência do índice de refração da fibra gera também outros tipos de dispersão, como a dispersão intermodal em fibras multimodos e dispersão de alta ordem, β_3 , que não são apresentadas na Equação 2.37. A Equação 2.37 considera somente a propagação de um modo e o comprimento de onda propagante distante do comprimento de onda zero que torna β_3 desprezível [7].

A Equação 2.37 também considera somente a propagação de um canal. Logo, não modela os efeitos não-lineares relacionando mais de um canal. Estes são o espalhamento estimulado de Raman (SRS, *Stimulated Raman Scattering*), espalhamento estimulado de Brillouin (SBS, *Stimulated Brillouin Scattering*), modulação cruzada de fase (XPM, *Cross-Phase Modulation*) e mistura de quatro ondas (FWM, *Four-Wave Mixing*). SRS e SBS ocorrem devido a geração de *phonons* ópticos e acústicos respectivamente [7]. Na XPM canais vizinhos de um determinado canal geram a modulação de fase do mesmo, *crosstalk* [7]. A FWM é um efeito não linear passivo. Estes efeitos não são mais detalhados neste trabalho.

Fibras com compensação de dispersão cromática ou perfis específicos de dispersão são possíveis desde 1995-1996 [8]. Fibras com baixa atenuação, que permitem o aumento da distância de transmissão sem a necessidade de amplificadores também já são produzidas. Assim como fibras que mantêm polarização, (PMF, *Polarization Maintaining Fiber*). Perturbações numa fibra comum tendem a mudar a polarização do sinal óptico. Logo, PMFs são necessárias na entrada de moduladores e outros componentes ópticos que necessitam que a onda óptica tenha uma polarização constante.

A produção de fibras com baixa atenuação e com compensação de dispersão é um processo caro. Assim, estes efeitos degradantes da camada física são compensados digitalmente. Isto só é possível caso a detecção coerente homódina seja utilizada, como explicado na seção 2.1.3.5.

Na próxima seção será apresentado o processamento digital da onda óptica convertida para o domínio elétrico e amostrada.

2.1.5 DSP

A evolução do poder computacional em relação à velocidade de processamento e consumo de potência possibilitou que os sinais ópticos possam ser demodulados no domínio digital e que algoritmos de compensação dos efeitos da camada física possam ser aplicados em tempo real. Esta evolução consistiu no aumento da velocidade de processamento proporcionada pela diminuição do tamanho físico dos transistores.

O processamento digital de sinal pode ser tanto aplicado nos transmissores como nos receptores. Nos transmissores ele é utilizado para aplicar filtros formatadores Nyquist, efetuar a codificação de fonte, a codificação de canal e a codificação dos bits a serem transmitidos, como é o caso da codificação diferencial abordada na Seção 2.1.2.2. A codificação de fonte é necessária caso a mesma apresente redundâncias que possam ser eliminadas, diminuindo assim a quantidade de bits que precisam ser transmitidos. A codificação de canal insere redundância de dados de forma que erros possam ser detectados e corrigidos na recepção. Assim, faz necessário também o uso de um decodificador de canal, de fonte e de dados no DSP de recepção

A codificação de canal atualmente é uma área bastante estudada, pois a inserção de redundância faz com que o sistema tenha que transmitir mais dados. Assim, mais que um bit é transmitido por bit de informação, o que significa a necessidade de maior banda, caso deseje-se manter a mesma taxa de transmissão dos bits de informação. A inserção de um *overhead* de banda aumenta o custo da transmissão. Portanto códigos corretores de erros, códigos FEC (FEC, *Foward Error Correction*), eficientes são necessários para a redução do custo de transmissão.

A eficiência de um código FEC é definido pelo ganho de codificação de rede, (NCG, *Net Coding Gain*), que é definido como o ganho em dB da relação E_b/N_0 em relação à transmissão não codificada [9]. E_b é a energia do bit de informação e N_0 é a potência do ruído Gaussiano do sinal. Como existe uma troca entre *overhead* e potencial de correção de erros, há um grande interesse no desenvolvimento de códigos FEC com alto NCG.

Atualmente códigos corretores de erros de decisão *soft*, SD-FEC, (SD-FEC, *Soft Decision, Foward Error Correction*), conseguem diminuir a BER para níveis aceitáveis desde que a sequência recebida possua uma BER máxima definida pelo limite do FEC. O termo *soft* refere-se à decisão em relação aos símbolos, diferente da decisão *hard* que é em relação aos bits.

FEC totalmente óptico, em que a codificação e decodificação é feita no domínio óptico, é uma área promissora na atualidade que procura compensar ruídos dependentes do tempo, como falha em amplificação óptica e *crossstalk* [10]. XPM é gerado pela variação das componentes espectrais no sinal multiplexado por comprimento de onda, (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*), devido à alta potência entre canais. Este tipo de FEC é possível devido ao efeito não linear FWM que permite a construção de portas XOR ópticas [10].

A sequência básica de algoritmos de compensação utilizada no DSP do receptor são: filtro Anti-*Aliasing*, ortonormalização, equalizador estático, recuperação de tempo de símbolo, equalizador dinâmico e estimação de frequência e de fase citados na Seção 2.1.3.5.

O filtro Anti-*Aliasing* elimina o efeito das componentes de alta frequência indesejadas na amostragem, efeito denominado *Aliasing*.

A ortonormalização é utilizada para compensar o desequilíbrio de quadratura proveniente de imperfeições na híbrida de 90° e o descasamento na responsividade dos fotodetectores [11].

A equalização estática é utilizada para compensar a dispersão cromática que pode ser feita tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência [11].

A recuperação de tempo de símbolo é necessária para sincronizar o sinal recebido com o relógio do receptor. Desta forma, o valor de amostragem considerado é corrigido para representar o valor referente ao centro do tempo de símbolo. Esta necessidade surge do fato de que o sinal se encontra menos degradado pelo ruído nos centros do tempo de símbolo [11].

A equalização dinâmica apresenta característica adaptativa que permite compensar efeitos que variam no tempo [11] e demultiplexação das polarizações. Um dos efeitos variantes no tempo é a mudança do estado de polarização, dispersão de modo de polarização (PMD, *Polarization Mode Dispersion*), que ocorre nas fibras comuns, como citado na seção 2.1.4.

As constelações na Figura 14 são de um sinal 256QAM com duas polarizações transmitido em B2B, *Back-to-Back*, sem a propagação na fibra, obtidas utilizando o simulador OPTRA desenvolvido pelo CPqD. Em B2B os efeitos Kerr não degradam o sinal. O receptor e o transmissor foram setados como em sincronismo. Assim somente as constelações obtidas após os estágios digitais da normalização e ortogonalização, equalização dinâmica, recuperação de frequência e de fase são apresentadas.

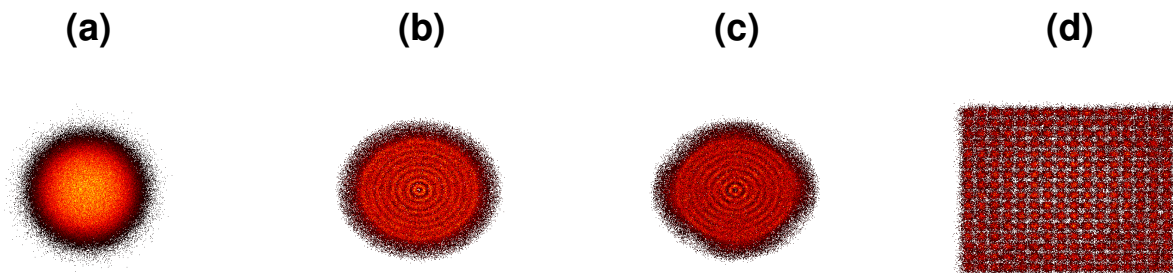


Figura 14: Constelações de um sinal 256QAM após (a) normalização e ortonormalização, (b) equalização dinâmica, (c) recuperação de frequência e (d) recuperação de fase.

Os efeitos não-lineares somente são críticos quando a potência do sinal transmitido é alta, como mostra a Equação 2.37. Os efeitos não-lineares podem ser compensados digitalmente pelo algoritmo denominado Propagação Digital Contrária (DBP, *Digital Back Propagation*). Este algoritmo basicamente propaga digitalmente o sinal recebido na direção contrária utilizando a NLSE, (NLSE, *Nonlinear Schrödinger Equation*).

Um dos efeitos que em grande intensidade não é completamente compensado pelo processamento digital é o efeito gerado pelo ruído de fase do sinal digital denominado *jitter*, termo adotado da língua inglesa cuja tradução literal é tremelique. Este efeito está presente tanto no conversor digital analógico, (DAC, *Digital to Analog Converter*), como no conversor analógico digital, (ADC, *Analog to Digital Converter*). O jitter é apresentado na próxima seção.

2.1.6 Jitter

O Setor de Padronização da Telecomunicação da União Internacional de Telecomunicação, ITU-T, (ITU-T, *International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector*), define *jitter* como a medida das variações temporais rápidas, acima de 10Hz, dos instantes significativos de um sinal digital em relação aos seus instantes ideais. Os instantes significativos de um sinal são os instantes em que a forma de onda do sinal analógico cruza o nível de decisão. Enquanto que os instantes ideais se referem aos instantes em que a forma de onda de um sinal digital ideal cruza o nível de decisão. A diferença entre esses dois instantes é definida como *jitter* de fase. Este, se multiplicado pela velocidade angular resulta no ruído de fase (em radianos) do sinal digital [12].

A Figura 10 mostra o diagrama de olho de um sinal binário, que seria semelhante ao diagrama de olho do sinal digital. A variação vertical δ varia com a SNR. A variação horizontal da borda de subida e descida, representada pela interseção dos seguimentos (destacados em cinza), representa o *jitter*.

Uma baixa SNR, grande variação δ , resulta numa BER baixa, como explicado na seção 2.1.2. Da mesma forma, uma variação horizontal grande, alto *jitter*, também resulta numa BER baixa.

A probabilidade do tempo de uma dada transição lógica variar em torno do seu tempo ideal é descrita pela função densidade de probabilidade, (PDF, *Probability Density Function*), do *jitter*. Esta função é obtida fazendo-se a convolução das funções que modelam as diferentes fontes de *jitter*. O *jitter* pode ser modelado basicamente dividindo em *jitter* determinístico e aleatório apresentados à seguir.

2.1.6.1 Jitter Determinístico

O *jitter* determinístico determina a trajetória de cada transição lógica. Na Figura 10 é representado pelas inclinações dos seguimentos verticais sendo que os segmentos retos são aproximações.

Este tipo de *jitter* é causado por um pequeno número de processos que não precisam ser independentes. Por exemplo interferência eletromagnética, reflexões e resposta em frequência do canal. Se fosse possível saber todos estes processos poderia se estimar o *jitter* de cada transição. Assim, este tipo de *jitter* não é muito crítico, uma vez que pode ser compensado conhecendo as fontes geradoras.

2.1.6.2 Jitter Aleatório

O *jitter* aleatório determina a variação de uma determinada transição desconsiderando os efeitos do *jitter* determinístico, ou seja, com uma trajetória definida. O *jitter* aleatório é o resultado de vários processos de pequena magnitude, como efeitos térmicos e ruído *shot*. Portanto, a distribuição probabilística do *jitter* aleatório pode ser aproximada por uma distribuição gaussiana de acordo com o Teorema Central do Limite, sendo que os efeitos devem ser independentes [12].

Os formatos de alta ordem, como 64QAM e 256QAM, focos deste trabalho, impõe especificações rigorosas nos componentes ópticos e eletrônicos, como laser, ADC e DAC. Algumas destas especificações decorrem da tolerância do sistema em relação ao ruído de fase e em relação ao *jitter*. O ruído de fase é relacionado à largura de linha do laser, como mostra a Equação 2.7, impondo limite à mesma.

Diferentemente do *jitter* determinístico, as fontes do *jitter* aleatório não podem ser identificadas e compensadas. Assim, é importante saber o comportamento de um sistema óptico em relação às variações do *jitter* determinístico. Alto *jitter* determinístico causa alto ruído de fase do sinal digital, enquanto que,

grande largura de linha do laser, causa alto ruído de fase no sinal óptico. Espera-se que o ruído de fase do sinal digital sejam intensificados no caso do receptor, ou intensifiquem no caso do transmissor, o ruído de fase do sinal óptico. Portanto, dedica-se a Seção 2.2 deste trabalho à penalidade causada pelo *jitter* determinístico em conjunto com o ruído de fase dos lasers.

Para que uma análise de desempenho em relação à BER em um sistema possa ser realizada de forma eficiente, as formas de se estimar a BER devem também ser eficientes. Assim, antes da análise de desempenho ser apresentada, dedica-se a próxima seção a diversos métodos de estimação de BER que podem ser utilizados.

2.1.7 Métodos de Estimação de BER

A BER é definida como a divisão entre o número de bits errados recebidos pelo número total de bits recebidos de tal forma que a BER é limitada inferiormente por 0 e superiormente por 1. A BER também pode ser limitada superiormente em 0.5 caso algum algoritmo detecte inversão de fase e calcule o complemento.

A BER contada consiste em comparar a sequência binária transmitida e recebida de forma a contabilizar os erros. Existem duas maneira de gerar a sequência binária a ser transmitida: aleatoriamente ou através de um gerador de sequência pseudo-randômica, (PRBS, *Pseudo Random Binary Sequence*).

Caso a sequência seja gerada aleatoriamente, é necessário guardá-la para que seja utilizada na contagem da BER. Caso a sequência seja gerada por um gerador de PRBS, somente a semente que tenha sido utilizado para gerar a sequência precisa ser armazenada. O tamanho da semente é definida igualmente à ordem do PRBS e pode ser fornecida ou gerada aleatoriamente. As ordens geralmente utilizadas são 7, 9, 11, 15, 23 e 31. As sequências pseudo-randômica são periódicas com período igual a 2^N , onde N é a ordem do PRBS. Logo, quanto maior for a sequência necessária para teste, maior deve ser a ordem do PRBS para que os elementos não sejam correlacionados.

Por exemplo, para os formatos 64QAM e 256QAM, devem ser geradas 6 e 8 linhas com sequências binárias com largura igual à quantidade de símbolos por polarização que se deseja enviar, visto que cada símbolo representa 6 e 8 bits, respectivamente. A comparação das duas sequências para a contagem da BER só pode ser feita caso a sequência recebida não apresente rotação de constelação e esteja sincronizada com a sequência transmitida. Rotação de constelação é o efeito gerado quando o algoritmo de recuperação de fase rotaciona os símbolos devido ao alto ruído de fase dos mesmos. As técnicas de sincronização e eliminação de rotação de constelação são apresentadas a seguir.

2.1.7.1 Sincronismo de Sequências

Efeitos indesejáveis do sistema podem dessincronizar as sequências, inverter as polarizações, perder a informação contida em uma delas ou até mesmo perder a informação em ambas.

A perda de sincronismo pode ser indicada pela posição do pico de correlação entre a sequência recebida e transmitida. Diferentes algoritmos de sincronização são utilizados dependendo se a sequência transmitida é gerada aleatoriamente e armazenada, ou gerada por um gerador de PRBS e a semente é armazenada, como explicado na seção anterior.

Caso a sequência transmitida tenha sido armazenada, o algoritmo de sincronização calcula a

correlação de blocos de 200 símbolos da sequência recebida com toda a sequência transmitida para cada polarização, considerando uma transmissão com multiplexação de polarização. Se a correlação é maior que 80% da soma dos módulos ao quadrado dos símbolos do bloco testado, há a indicação de sincronismo. O valor de 80% é definido pelo setor de normatização das telecomunicações da União Internacional de Telecomunicações, ITU-T. A localização do pico de correlação indica o atraso entre o bloco testado e a sequência transmitida. Logo, sabendo qual bloco obteve sincronismo com a sequência transmitida, pode-se sincronizar as duas sequências e a BER pode ser contada. São testados N blocos espaçados igualmente de maneira a testar toda a sequência recebida.

A função de sincronismo utilizando a sequência transmitida pode sincronizar um, duas ou nenhuma das polarizações. Quando ambas as polarizações são sincronizadas, pode haver informação distinta em cada uma delas ou a mesma informação, de uma das polarizações transmitida, em ambas. Quando somente uma polarização é sincronizada, perda parcial de sincronismo, a informação de uma das polarizações transmitida é perdida. A perda de sincronismo acontece quando nenhuma polarização é sincronizada.

Caso a sequência seja gerada por um gerador de PRBS, blocos de 2000 bits para cada linha são utilizados para teste. Uma vez selecionado o bloco, uma sequência de bits deste bloco do tamanho da ordem do PRBS é utilizada para regerar a sequência que pode ter dado origem à sequência. A sequência regenerada e recebida são comparadas e, caso o número de bits iguais seja maior que 80% o tamanho do bloco, há a indicação de sincronismo. Assim, a partir da semente selecionada, a sequência transmitida pode ser obtida.

O resultado da função de sincronismo para PRBSs pode ser desde nenhuma linha sincronizada até o máximo de linhas do formato em questão sincronizadas, ou seja, 6 ou 8 linhas para 64QAM e 256QAM, respectivamente. Logo, caso todas as linhas sejam sincronizadas, ou a metade inicial ou final, estas podem ser mapeadas para obter os símbolos transmitidos nas duas polarizações, ou de uma das polarizações.

2.1.7.2 Eliminação de Rotação de Constelação

Os algoritmos de recuperação de fase eleva os símbolos à potência da ordem que equivale à quantidade de diferentes fases possíveis do formato de modulação em questão. Esta operação elimina a dependência do formato de modulação, porém também gera ambiguidade de quadrantes. Isto acontece pois símbolos com alto ruído de fase que os fizeram mudar de quadrante são considerados como pertencentes deste quadrante. Por exemplo, considerando uma constelação QPSK, ruídos de fase maiores em módulo que 45° geram rotação de constelação. A Figura 15 indica os possíveis intervalos com presença de rotação de constelação. A mudança de quadrante pode se dar no sentido horário da constelação, degrau negativo, ou no sentido anti-horário, degrau positivo. A Figura 15 foi construída para o formato QPSK a partir do perfil de ruído de fase mostrado na Figura 1.

Formatos com modulação diferencial de fase não são efetivamente afetados por este fenômeno, visto que a informação está codificada na diferença de fase entre dois símbolos e a variância do ruído de fase entre dois símbolos é muito pequena, segundo a Equação 2.7.

Quando analisando alguns sistemas ópticos, a eliminação da rotação de constelação pode ser necessária pois é consequência de alguns algoritmos de recuperação de fase. Esta eliminação é feita através da análise da média aritmética da magnitude do vetor de erro, (EVM, *Error Vector Magnitude*),

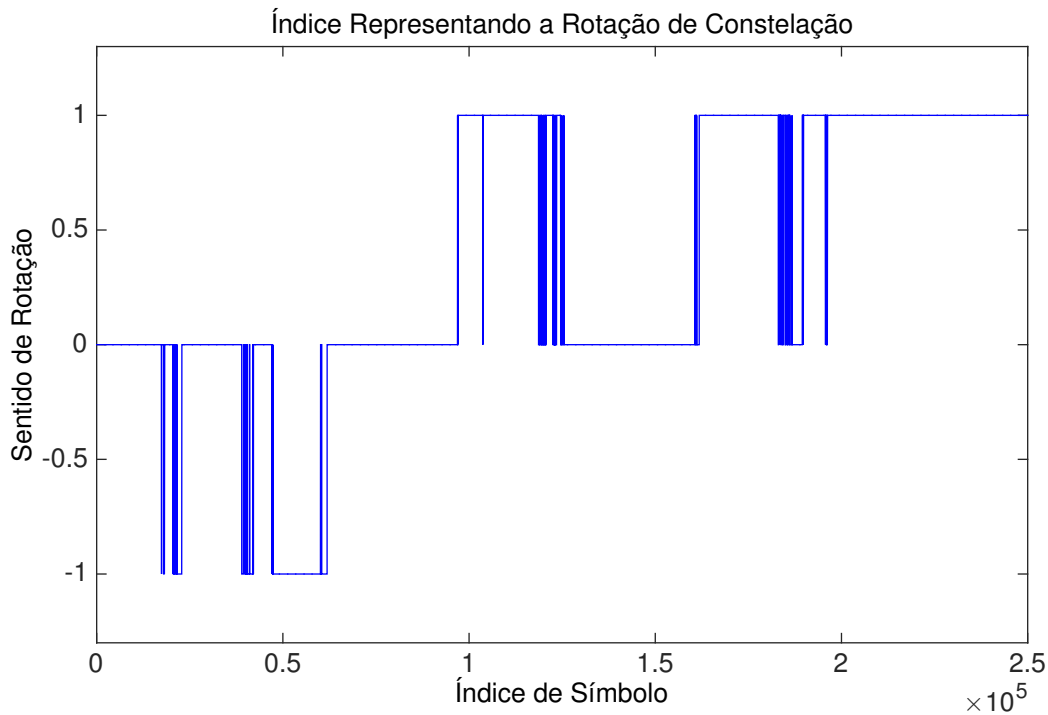


Figura 15: Sentido de rotação de constelação considerando perfil de ruído de fase Gaussiano correspondente a um laser com largura de linha de 100kHz.

de um bloco de símbolos recebido em relação aos símbolos transmitidos decididos, EVM transmitido. Logo, esta análise só pode ser efetuada caso os símbolos transmitidos tenham sido obtidos à partir dos algoritmos de sincronização abordados na seção anterior.

Um bloco de símbolo é identificado com rotação de constelação caso a média do EVM normalizado em relação aos símbolos transmitidos recebidos supere o valor de EVM limítrofe entre dois quadrantes vizinhos.

A Figura 1 mostra que a variância do ruído de fase é crescente. Logo, quando a rotação de constelação é detectada gira-se todos os símbolos subsequentes ao bloco testado até que o bloco subsequente não possua rotação de constelação. O bloco testado e seu anterior é eliminado para não haver rotação de constelação residual. Alguns blocos de símbolos podem ser rotacionados desnecessariamente, porém eles serão corrigidos nas iterações seguintes.

Uma modificação da função de eliminação de rotação de constelação pode ser feita para que a sequência recebida não perca nenhum símbolo. Esta modificação consiste em diminuir o tamanho dos blocos de teste e tentar rotacioná-los até que a rotação de constelação seja eliminada ou todas as rotações possíveis tenham sido efetuadas. Caso a rotação de constelação não seja eliminada, parte-se para o próximo bloco sem retirar o anterior, de tal forma que haverá um erro na BER contada que depende do tamanho da amostra, do bloco de teste e da OSNR da sequência. Quanto menor a BER, associada a OSNR alta e, menor a sequência, maior será o erro da BER contada. Assim, a curva OSNR por BER contada possuirá um *floor*, onde o valor da BER não diminui com o aumento da OSNR.

2.1.7.3 *Burst* de Erros

Sistemas ópticos são sujeitos a eventos externos imprevisíveis, podendo gerar uma sequência curta de símbolos aleatórios, denominada rajada, ou *burst*, de erros, traduzido literalmente da língua inglesa como estouro.

Este efeito, diferente da rotação de constelação, é desejável que permaneça na sequência recebida para indicar a existência da interferência que o causou. Contudo, um bloco desta sequência de erros possui um alto EVM, pois os símbolos aleatórios podem se encontrar em quadrantes diferentes dos símbolos transmitidos no período de erro. O EVM de um bloco com *burst* de *error* pode até superar o valor máximo obtido por um bloco com rotação de constelação.

Um bloco com *burst* de erro apresenta uma alta variância comparando com um bloco sem *burst* devido à sua característica aleatória. Assim, um teste de variância para diferenciar um *burst* de erros de rotação de constelação é incluído à função abordada na seção anterior. Este teste consiste em calcular a variância do bloco de símbolos identificado com rotação de constelação e comparar com a variância do bloco inicial da sequência de símbolos, considerando o mesmo sem *burst*. Caso a variância do bloco inicial seja menor que 50%, valor determinado empiricamente, da variância do bloco testado, este é identificado com *burst* de erros e o bloco não é eliminado.

A não retirada do *burst* de erro gera um *floor* na curva BER versus OSNR.

2.1.7.4 Estimação da BER Utilizando o EVM

A BER contada fornece o valor mais próximo que um sistema verdadeiramente possui. A sequência teste deve possuir tamanho diretamente proporcional a OSNR testada para que o valor estimado seja próximo do real. Isto ocorre pois, quanto maior a OSNR, menor a quantidade de erros podendo ser nulo o que produz uma BER nula erroneamente. Portanto, sequências teste para OSNR altas podem ser maiores que o tamanho do *buffer* dos equipamentos de amostragem usuais, fazendo-se necessário o uso de outros métodos de estimação da BER.

O valor EVM dos símbolos recebidos em relação aos símbolos recebidos decididos, EVM recebido, pode ser usado para estimar a BER. A SNR pode ser estimada como o inverso do EVM. O teorema de Shannon determina o limite de bits sem erros que podem ser transmitidos dado a banda de transmissão e a relação sinal ruído do sinal. Logo, o número de bits sem erros pode ser obtido a partir da SNR e, a BER, pode ser estimada usando a sequência enviada.

A técnica de estimação da BER a partir do EVM somente é eficaz para OSNR altas. Para OSNR baixas existem símbolos que ultrapassam o limite entre quadrantes. Logo, o símbolo decidido correspondente é tomado erroneamente fazendo com que o EVM recebido seja menor que o esperado. Consequentemente, uma SNR maior que o esperado é calculada e, uma BER melhor que a real, é estimada erroneamente.

Uma das técnicas atualmente desenvolvidas para que a BER seja estimada corretamente para OSNR menores é denominada EVM *Slicer* [13]. Esta técnica consiste em particionar os 4 quadrantes e utilizar somente as partições para o cálculo do EVM recebido. As partições escolhidas são as mais distantes dos limites entre quadrantes, ou seja, nos vértices da constelação.

Os símbolos pertencentes às partições são menos susceptíveis a mudar de quadrante devido à

baixa OSNR, pois estão mais afastados dos limites dos quadrantes. Assim, a técnica de estimação da BER utilizando EVM *Slicer*, fornece valores de BER mais exatos para baixa OSNR.

Para OSNR muito baixa esta técnica se torna novamente ineficiente, sendo necessário tomar partições cada vez menores, modificação ainda não explorado. Isto faz com que se atinja um limite em que as partições não possuam uma quantidade suficiente de símbolos para uma boa estimação da BER, ou que se exija sequências muito grande atingindo novamente o limite de *buffer* dos equipamentos atuais.

2.2 Penalidade de *Jitter* Determinístico e Ruído de Fase em Sistemas com Alta Ordem de Modulação

Nesta seção é apresentada a modelagem dos efeitos de *jitter* e ruído de fase, o *setup* de simulação utilizado para avaliar a penalidade causada por estes efeitos especificando os parâmetros utilizados nos componentes do transmissor e receptor assim como os algoritmos utilizados no DSP. São também apresentados os resultados obtidos na simulação e a discussão dos mesmos.

2.2.1 Modelagem de *Jitter* e Ruído de Fase

Como apresentado na seção 2.1.6, o *jitter* degrada a BER do sinal recebido. Também já foi indicado porque a análise dos efeitos do *jitter* determinístico para um sistema óptico é mais relevantes do que do *jitter* aleatório.

A degradação do *jitter* determinístico pode ser minimizada reduzindo os efeitos que os causam, como a interferência eletromagnética, efeito pelicular e perda por dielétrico [12].

O *jitter* aleatório pode ser modelado como tendo distribuição Gaussiana, como apresentada na Equação 2.38, [14].

$$J_{RJ}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\left(-\frac{(x)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2.38)$$

A variável x é o desvio relativo ao instante ideal. σ^2 é a variância que depende de cada sistema. A partir da Equação 2.38 pode-se perceber que x pode assumir qualquer valor real, ou seja, o *jitter* aleatório é ilimitado.

O *jitter* determinístico, diferente do *jitter* aleatório, é limitado e sua modelagem deve considerar cada subcategoria: *jitter* periódico, distorção de *duty cycle*, interferência entre símbolos e *jitter* limitado decorrelacionado [12]. O simulador OPTRA, utilizado nas simulações a serem apresentadas, utiliza um modelo abrangente único e simplificado. O modelo único de *jitter* determinístico, utiliza a diferença entre uma variável Gaussiana, com variância 1 e média nula, e um valor limite, entre 0 e 1, denominado o valor da distribuição de *jitter* determinístico. Essa diferença é multiplicada pela constante de *jitter* determinístico definido como o valor na situação de máximo *jitter*.

O *jitter* aleatório é modelado no OPTRA exatamente como na Equação 2.38 sendo σ definido como a constante de *jitter* aleatório. No simulador a conversão digital-analógica é feita repetindo-se o valor digital 16 vezes e aplicando um filtro passa-baixa para modelar a limitação em banda do DAC. Assim, no DAC a soma dos *jitters*, *jitter* total, é utilizada para definir em quais índices do sinal analógico representado digitalmente há a transição de símbolos, ou seja, em qual instante o sinal analógico cruza o nível de decisão. No ADC, o *jitter* total é utilizado para interpolar o valor das amostras recebidas e obter o

valor que representa a amostra no tempo de amostragem deslocado pelo *jitter*. O ADC também aplica um filtro passa-baixa para modelar a limitação em banda.

A modelagem de *jitter* descrita foi aplicada a uma sequência de 2^{16} símbolos gerada aleatoriamente, e o diagrama de olho elétrico obtido se encontra na Figura 16. As constantes de *jitter* aleatório e determinístico utilizadas foram 1ps e 0,25ps respectivamente, o valor da distribuição de *jitter* determinístico utilizado foi de 0,5 e a taxa de símbolos foi de 43GBaud. A banda do DAC/ADC foi definida como 35GHz. O ruído de fase em um sistema óptico é diretamente proporcional à largura de linha do laser

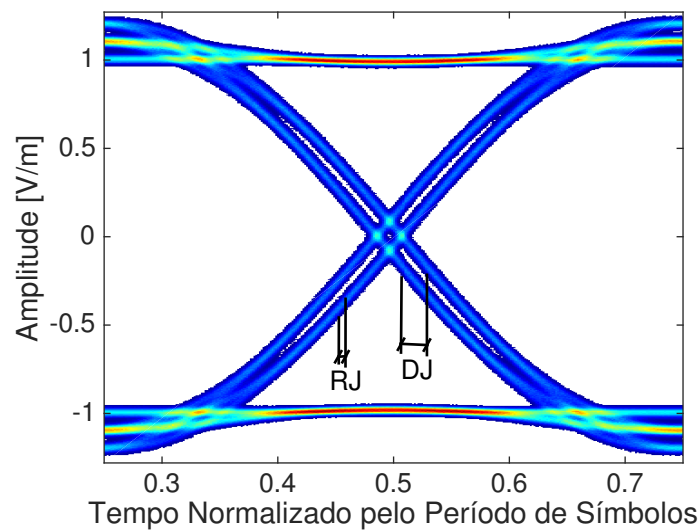


Figura 16: Diagrama de olho para uma sequência de símbolos, BPSK, sob os efeitos de *jitter*. RJ: *jitter* aleatório. DJ: *jitter* determinístico.

utilizado, Equação 2.7. Como apresentado na seção anterior, utilizando apenas um decisor o ruído de fase faz com que os símbolos sejam decididos erroneamente. Este efeito é cumulativo, podendo gerar a rotação da constelação, evento também apresentado na seção anterior. No simulador, o ruído de fase é modelado pelo acúmulo de uma variável aleatória Gaussiana de média nula e variância dada pela Equação 2.4.

Avaliar o desempenho de um sistema óptico frente a efeitos de *jitter* e ruído de fase é de grande importância, visto que determinados ADCs, DACs, e lasers, se tornam inadequados para sistemas específicos. Com este intuito, as próximas seções são dedicadas às simulações sistêmicas conduzidas para efetuar esta análise. Sequências de 2^{19} símbolos, 64QAM e 256QAM, foram enviadas satisfazendo o espaço amostral necessário para obter uma boa estimativa da BER utilizando a BER contada. As simulações foram conduzidas variando a constante *jitter* determinístico e a largura de linha do laser e mantendo os demais parâmetros constantes. Na seção 2.2.2, o *setup* simulado é apresentado.

2.2.2 Setup de Simulação

Na Figura 17 o transmissor, TX, é composto pelo gerador de dados, DAC e o *driver* do sinal de modulação especificados a seguir.

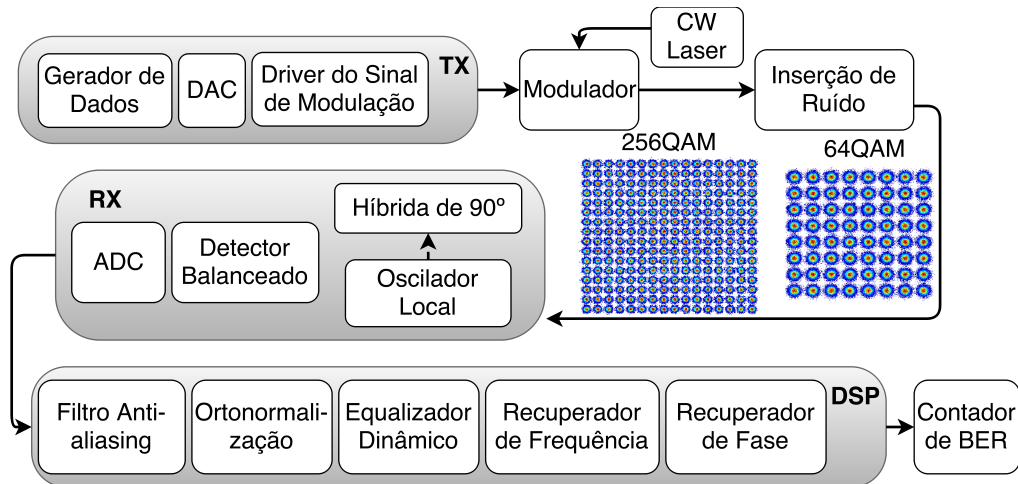


Figura 17: Setup de simulação. MIMO: Múltiplo *Input* Múltiplo *Output* (MIMO, *Multiple Input Multiple Output*)

2.2.2.1 Transmissor

O gerador de dados é um gerador de PRBS, como abordado na seção 2.1.7, utilizado para gerar 6 e 8 seqüências binárias, para 64QAM e 25QAM respectivamente, com tamanho de 2^{19} para cada polarização. Uma taxa de símbolos de 42GBd e 32GBd são utilizadas para os formatos 64QAM e 256QAM respectivamente, produzindo uma taxa líquida de aproximadamente 400 Gb/s considerando uma taxa de *overhead* de FEC de 26

O *driver* do sinal de modulação converte os valores da parte imaginária e real de cada símbolo para os sinais de tensão que modula cada MZM num modulador IQ, como abordado na seção 2.1.1.2.

O modelo do modulador utilizado refere-se a um modulador de niobato de lítio, $LiNbO_3$, com limitação em banda de 40GHz.

A fonte de luz contínua, Laser CW, possui frequência central, portadora, de 193,4 THz, equivalente a aproximadamente 1551nm. Logo a simulação trata-se de uma transmissão na banda C (1530nm a 1565 nm). O ruído de fase segue o modelo apresentado na seção anterior, sendo que a largura de linha foi variada entre 0 e 100kHz com passos de 20kHz.

O DAC converte o sinal do domínio digital para o domínio analógico, mapeando os bits fornecidos pelo gerador de PRBS nos respectivos símbolos. O DAC também insere os danos causados pela quantização e pelo *jitter*, e também aplica um filtro raiz-cosseno-levantado, *root-raised-cosine filter*, com *roll-off* de 0,1. Estas funções são abordadas a seguir.

2.2.2.1.1 DAC/ADC

A quantização dos símbolos mapeados consiste em fazer com que os valores reais e imaginários dos símbolos apresentem somente alguns valores permitidos, níveis analógicos definidos. A quantidade de níveis analógicos, níveis de quantização, depende do DAC/ADC utilizado. Esta quantidade define o número de bits necessários capaz de representá-los, denominado resolução do DAC/ADC. A análise deste trabalho aborda DACs, e ADCs, com resolução de 8 e 10 bits.

Os danos causados pelo *jitter* são inseridos como apresentado na seção anterior.

O filtro raiz-cosseno-levantado é utilizado para eliminar a interferência intersimbólica, (ISI, *Intersymbol Interference*), no instante de amostragem. A interferência intersimbólica ocorre quando o valor amostrado de um símbolo possui componentes dos símbolos vizinhos. Caso fosse possível construir um filtro com *roll-off* nulo, filtro abrupto, a banda necessária segundo o critério de Nyquist para ISI nula seria o dobro da taxa de símbolos. Filtro com *roll-off* não nulo faz com que seja necessário transmitir uma banda maior que o dobro da taxa de símbolos, afetando a eficiência espectral do sinal. O filtro raiz-cosseno-levantado é uma solução prática encontrada para eliminar a ISI, aumentando minimamente a banda de transmissão.

A constante de *jitter* determinístico foi variada entre 0 e 1ps com passos de 200 fs. A constante de *jitter* aleatório e o valor da distribuição de *jitter* determinístico foram definidos como 150 fs e 0,5 (fator multiplicativo) respectivamente. A limitação em banda do DAC e ADC é de 35 GHz. A frequência de amostragem do ADC é de duas vezes a taxa de símbolos.

Após o modulador a inserção de ruído Gaussiano é feita afim de variar a OSNR e construir a curva BER versus OSNR. A simulação é realizada em B2B, ou seja, sem propagação em fibra.

O receptor, Rx, é composto pelo LO, híbrida de 90°, detector balanceado e ADC. Estes componentes efetuam a recepção coerente como apresentada na seção 2.1.3. As especificações dos mesmos são apresentadas a seguir.

2.2.2.2 Recepção

O erro inserido pela híbrida de 90° foi definido como nulo.

O LO apresenta um frequência central com desvio de 1 GHz em relação ao laser do transmissor, logo $IF = 1GHz$. Os parâmetros do ruído de fase foram definidos igualmente ao ruído de fase do laser do transmissor.

O detector balanceado é utilizado para converter o sinal do domínio óptico para o domínio elétrico como descrito na seção 2.1.3.3. Este apresenta uma limitação em banda de 40 GHz.

O ADC amostra o sinal analógico com frequência duas vezes a taxa de símbolo, frequência de Nyquist, e apresenta os mesmos parâmetros do DAC em relação ao *jitter*, quantização e limitação de banda.

O bloco de DSP efetua a filtragem, ortogonalização, equalização dinâmica, recuperação de frequência e de fase apresentados a seguir.

2.2.2.3 DSP na Recepção

A filtragem consiste de um filtro *anti-aliasing* para eliminar as altas frequências. A ortogonalização é realizada pelo algoritmo de Gram-Schmidt [11]. O equalizador dinâmico consiste no algoritmo de módulo constante, CMA (CMA, *Constant Modulus Algorithm*) [11], seguido pelo algoritmo de equalização direcionada pelo raio, (RDE, *Radius Directed Equalization*) [15]. A recuperação de frequência é feita pelo algoritmo de m-ésima potência [11]. A recuperação de fase é feita pelo algoritmo de busca cega de fase, (BPS, *Blind Phase Search*) [16], utilizando 30 fases teste e dois estágios. O equalizador

estático não se faz necessário visto que não há propagação na fibra, ou seja, não há dispersão cromática. A recuperação de tempo de símbolo também não é necessária pois em simulação o relógio do transmissor foi colocado em sincronismo com o relógio do amostrador.

2.2.3 Resultados e Discussões

A Figura 18 mostra a influência da largura de linha dos lasers utilizados no transmissor e no receptor. Mostra também a influência do *jitter* determinístico. A transmissão simulada foi de um sinal de 43-GBd 64QAM comparando o desempenho entre um ADC/DAC com 8 e 10 níveis/bits de quantização. Diferentes resoluções de ADC resultam em diferentes números efetivos de bits, (ENOB, *Effective Number of Bits*). Esta medida quantifica o número de bits que efetivamente representa informações desejadas do sinal analógico. O ENOB é obtido a partir da resolução do DAC e dos efeitos elétricos do mesmo, como o *jitter*. A penalidade gerada por ENOB limitada para formatos de alta ordem é caracterizada por [17]. A medida de desempenho utilizada na Figura 18 e nas subsequentes é a penalidade da OSNR em relação à curva teórica medida no limite do SD-FEC, BER de $2,2 \cdot 10^{-2}$.

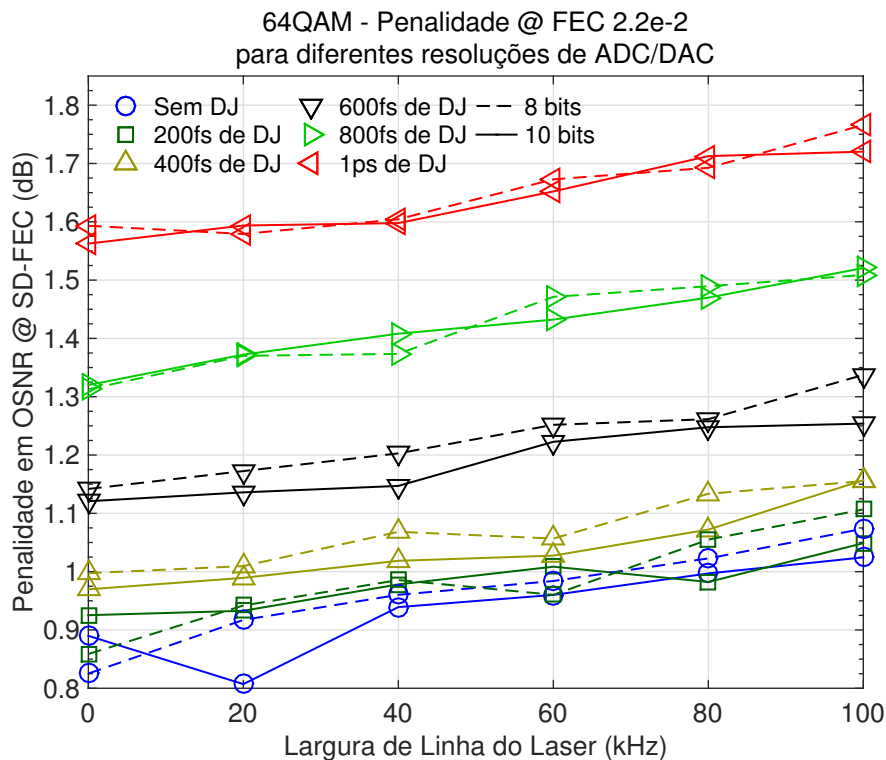


Figura 18: Influência da largura de linha dos lasers de transmissão e recepção, LO, e do *jitter* determinístico do ADC/DAC de um sinal 64QAM com taxa de símbolo de 43-GBd comparando resoluções de 8 e 10 bits do ADC/DAC.

A partir da Figura 18 pode-se notar que o aumento da penalidade do melhor cenário de *jitter* determinístico, 0-fs (curva azul), para o pior cenário, 1-ps (curva vermelha), é de aproximadamente 0,7 dB para toda a faixa de largura de linha e para ambas resoluções de ADC/DAC.

A penalidade aumenta aproximadamente 0,2 dB comparando largura de linha nula e de 100-kHz para qualquer valor de *jitter*.

Além disso, o aumento do *jitter* determinístico só tem impacto significativo, para qualquer largura de linha de laser, a partir de 400-fs de constante de *jitter* determinístico (curva bege). Nessa situação, para cada incremento de 200-fs, há um aumento de aproximadamente 0,2 dB de penalidade.

Pode-se notar também que não há diferença significativa entre a resolução de 8 e 10 bits do ADC/DAC para o formato 64QAM.

A Figura 19 mostra a mesma influência para um sinal 256QAM com taxa de símbolos de 32-GBd, resultando numa taxa de bits igual à taxa do sinal 64QAM.

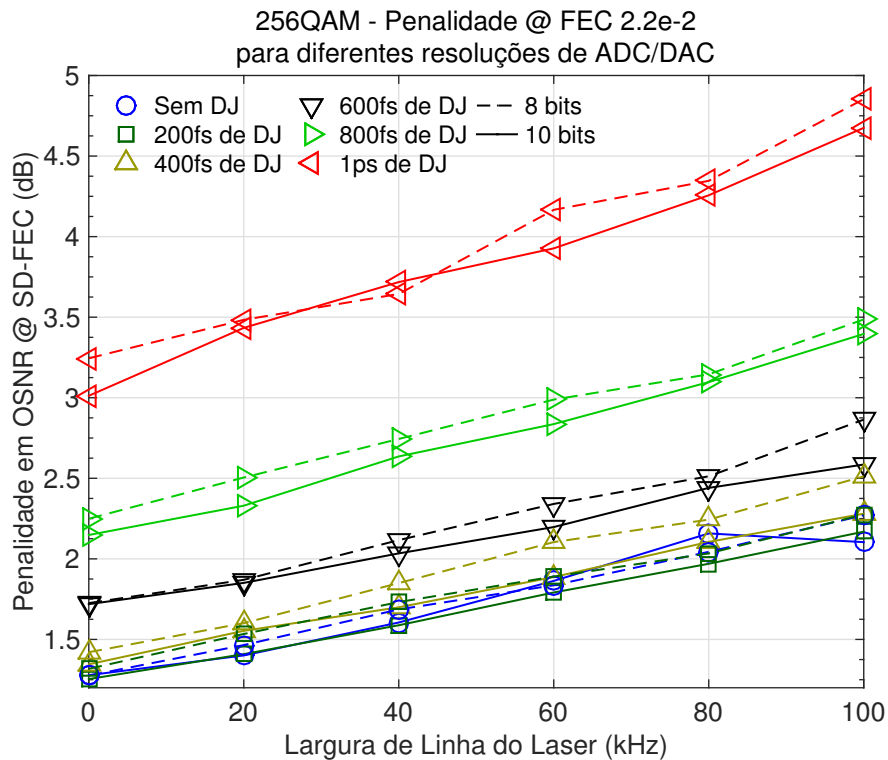


Figura 19: Influência da largura de linha dos lasers de transmissão e recepção, LO, e do *jitter* determinístico do ADC/DAC de um sinal 256QAM com taxa de símbolo de 32-GBd comparando resoluções de 8 e 10 bits do ADC/DAC.

A partir da Figura 19, pode-se notar que para ambas resoluções de ADC/DAC, o aumento da penalidade de OSNR do melhor cenário de *jitter* determinístico para o pior cenário é de aproximadamente 1,8 dB para largura de linha 0. Este valor atinge 2,5dB para largura de linha de 100-kHz.

A penalidade aumenta aproximadamente 0,9 dB comparando largura de linha nula e de 100-kHz para *jitter* nulo. Este valor atinge 1,6dB para um 1-ps de *jitter* determinístico.

Assim, como para o sinal 64QAM, o impacto ao se aumentar o *jitter* determinístico em 200 fs é significativo somente para valores acima de 400 fs. Aumentando a partir deste ponto, a penalidade de 0,3 dB dobra a cada incremento de *jitter* determinístico.

A perda comparando a resolução de 8 e 10 bits somente é significativa para valores de *jitter* acima de 600-fs apresentando valores de aproximadamente 1dB.

Assim, comparando com o sinal 64QAM, os resultados indicam que sinais 256QAM são mais

afetados pelo *jitter* determinístico e pela largura de linha dos lasers utilizados.

A análise acima foi efetuada para um sistema com somente um canal, *single channel*, porém pode ser estendida para sistemas com vários canais multiplexados utilizando WDM, ou OFDM que permite uma maior eficiência espectral [18]. A necessidade por canais multiplexados surgiu a partir da necessidade em se transmitir cada vez mais quantidade de dados.

Um dos desafios laboratoriais na produção de sinais multicanais é a equalização dos canais. Esta atividade demanda muito tempo quando realizada manualmente.

A equalização é necessária quando deseja-se transmitir canais com mesma OSNR ou mesma potência, dependendo da aplicação. Com esse intuito, foi desenvolvido um equalizador automático para canais WDM para o qual dedica-se a próxima seção deste trabalho.

2.3 Equalizador WDM

A equalização de um sinal WDM se faz necessária quando se deseja transmitir canais com mesma OSNR ou mesma potência, devido a presença de ruído que não é constante em toda banda de trabalho. Este ruído é inserido pelos componentes ativos, como amplificadores, necessários para a geração de um sinal óptico para transmissão.

A caracterização de um sistema óptico em sua banda de trabalho, deve avaliar as penalidades em OSNR de cada canal recebido. Logo, deseja-se que os canais transmitidos possuam uma mesma OSNR.

Porém, quando por exemplo deseja-se atingir a maior distância de transmissão, deseja-se trabalhar com potência de sinal no limiar da não-linearidade. Isto caso não haja compensação dos efeitos não-lineares. Trabalhar no limiar da não-linearidade significa que o sinal possui potência máxima para à qual os efeitos não-lineares ainda podem ser desprezados. Os efeitos não-lineares foram abordados na Seção 2.1.4 e, a forma de compensá-los, foi citada na Seção 2.1.5. Logo, deseja-se que os canais transmitidos possuam mesma potência apresentando efeitos não lineares de magnitude semelhante.

Os algoritmos utilizados para a equalização tanto da OSNR quanto da potência são apresentados nas próximas seções.

2.3.1 Algoritmo do Equalizador

O algoritmo esquematizado na Figura 20 foi implementado em Octave. Este algoritmo abrange tanto a equalização em OSNR quanto em potência.

O bloco 1 na Figura 20 consiste no estabelecimento da conexão com o Analisador de Espectro Óptico, (OSA, *Optical Spectrum Analyzer*), através do protocolo TCP, (TCP, *Transmission Control Protocol*), e com o dispositivo que permite o controle da potência dos canais do sinal WDM. Além da conexão com o dispositivo de controle da frequência de cada canal, caso necessário.

Para obter a maior OSNR possível, deve-se começar a equalização com os canais em sua potência máxima, bloco 2. O procedimento de ajuste da potência máxima dos canais é feita dependendo do método de controle empregado.

Três métodos distintos de controlar a potência dos canais foram desenvolvidos dependendo da forma de geração dos canais. Para canais gerados com lasers sem controle interno de frequências, o

controle de potência é feito através do controle da corrente de *bias* dos lasers. Para canais gerados com lasers com controle interno de frequência, o controle de potência é feito diretamente sobre o parâmetro de potência dos lasers. E para canais gerados por um gerador de pente óptico, o controle é feito através da aplicação de um filtro óptico em toda banda de trabalho usando um dispositivo chamado *Waveshaper*.

A Figura 21 apresenta 71 canais gerados por lasers sem controle interno de frequência fornecendo potência máxima. Como a potência desses lasers são controladas através das correntes de *bias*, as mesmas foram ajustadas em valor máximo de 95mA. A especificação dos lasers é de corrente máxima de 100mA. Porém utilizou-se 95mA como medida de segurança.

O sinal dos lasers foram combinados utilizando acopladores, um atenuador de 3dB e um amplificador de fibra dopada com Érbio, (EDFA, *Erbium-Doped Fiber Amplifier*). O atenuador foi utilizado para deixar o perfil de ruído inserido pelo EDFA mais intenso para testar o algoritmo em um caso extremo de variação de ruído e de potência dos canais. Isto ocorre pois a redução da potência do sinal de entrada permite mais ganho do EDFA e, conseqüentemente, a inserção de mais ruído. A Figura 21 mostra o perfil de ASE abaixo dos canais.

As frequências centrais desejadas para os canais devem ser especificadas em um arquivo. A menor frequência central especificada foi de 192,10 THz e a maior de 196,05 THz. As frequências dos canais intermediários são incrementos de 50 GHz retirando os canais com frequências centrais de 192,95 THz à 193,65 THz com incrementos de 100 GHz e de 195,25 THz. Os lasers construídos para estas frequências centrais não estavam disponíveis. Como os lasers não possuem controle interno de frequência pode-se notar que os canais estão dessintonizados. Logo, caso a geração dos canais seja feita através destes lasers deve-se efetuar o controle da frequência central de cada canal, bloco 3 da Figura 20.

A frequência de transmissão do laser depende da temperatura de operação dos mesmos. Assim, o controle da frequência central é feito através de controladores resfriadores termoelétricos (TEC, *Thermoelectric-Cooling*), que controlam a temperatura de cada laser. A variação de temperatura do laser é feita através da variação da corrente que passa no TEC. O controlador utilizado permite controlar a temperatura passando-a como parâmetro diretamente. O ajuste inicial de frequência de cada laser deve ser feito para cada canal com os demais lasers desligados. Isto pois dois canais dessintonizados podem estar ocupando frequências centrais muito próximas, fazendo necessário o uso de um identificador de canal. Este aumentaria a complexidade do algoritmo, visto que o ajuste de frequência com lasers desligados somente é feito na inicialização da equalização. Abaixo se encontra um esquemático do algoritmo de controle de temperatura utilizado para ajustar a frequência central de um laser.

O menor valor do desvio tolerável da frequência está limitado pela janela de medição e pelo número de pontos de aquisição do OSA. A janela de medição foi definida com 5 nm, com centro no comprimento de onda central do canal sendo sintonizado. A definição da janela foi feita considerando que os lasers possuem um desvio máximo de $\pm 2,5$ nm em torno do comprimento de onda para o qual foram projetados. A Figura 23 mostra o sinal WDM com os canais sintonizados nas respectivas frequências centrais.

Após o ajuste inicial da frequência escolhe-se o parâmetro de equalização, OSNR ou potência, e o algoritmo de equalização, bloco 4 ou 5, abordado na Seção 2.3.1.1 é executado.

2.3.1.1 Algoritmo de Equalização

O algoritmo de equalização, tanto em OSNR como em potência, possui o mesmo formato representado no dígrama da Figura 24.

Na figura 24, os blocos em vermelho representam o *loop* interno, os blocos em azul o *loop* externo e, por fim, os blocos destacados com cor roxa representam os passos finais do algoritmo.

A faixa referida em alguns blocos se trata da faixa de convergência definida pelo valor médio do parâmetro de equalização mais tolerância de $\pm 0,2$ dBm.

O cálculo da média do parâmetro de equalização consiste em obter o parâmetro de equalização de todos os canais e calcular a média. Quando o parâmetro de equalização é a potência, somente uma leitura do OSA em resolução de 0,2 nm de toda a banda de trabalho é necessária. A resolução de 0,2 nm é necessária para que o valor de potência do canal corresponda ao pico de potência medido pelo OSA.

Quando o parâmetro de equalização é a OSNR, deve-se obter a potência de cada canal e o ruído do mesmo. Para obter o ruído é necessário desligar o laser correspondente ao canal. A medida de potência deve ser realizada em resolução 0,2 nm, como já mencionado. Já o ruído deve ser lido em resolução de 0,1 nm, que corresponde à definição de OSNR de um canal: razão entre potência do canal e o ruído presente na banda de 0,1 nm do mesmo. Os canais devem ser desligados um a cada leitura de ruído, pois o ganho do amplificador varia de acordo com a potência do sinal WDM. Isto torna o cálculo de OSNR demorado, uma vez que ao religar o laser correspondente à um canal, deve-se esperar um tempo de estabilização. Este tempo foi obtido empiricamente durante o teste do algoritmo e deve variar para diferentes modelos e especificações de lasers. De forma a reduzir esse tempo, 4 canais espaçados o mais distantes possível na banda de trabalho são desligados simultaneamente a cada leitura de ruído. A diferença de potência obtida em relação ao sinal com os 71 lasers ligados utilizando este método, resulta num erro de medição, devido a variação de ganho do amplificador, pequeno. Outra forma de reduzir o tempo de medição do ruído é interpolar o ruído efetuando somente a leitura dos canais ímpares. O erro utilizando interpolação linear não é muito expressivo devido a variação suave do perfil do ruído ASE. Utilizando essas técnicas, o tempo de cálculo da OSNR foi reduzido em aproximadamente 87,5%.

A diferenciação entre o *loop* interno e externo somente pode ser considerado duas operações distintas quando o parâmetro de equalização é a OSNR. Isto acontece pois quando o parâmetro de equalização é a potência, os blocos 1 e 2 são equivalentes. A diferença entre o bloco 1 e 2 quando o parâmetro de equalização é a OSNR consiste no fato de que no *loop* interno o bloco 2 utiliza o mesmo ruído medido no bloco 1 na iteração externa para atualizar a OSNR dos canais. Esta diferença é implementada devido ao tempo de execução necessário para a leitura do ruído como já citado. Como o ajuste da potência dos canais modifica o ganho do amplificador e conseqüentemente a quantidade de ruído inserido, o número máximo de iterações internas foi definido como 10 para que o erro utilizando o ruído medido na iteração externa não seja significativo. O *loop* externo é realizado até que o algoritmo convirja, ou seja, até que a potência de todos os canais estejam dentro da faixa de convergência.

Outro erro que pode ocorrer no *loop* interno se refere à frequência central do canal que varia ao se ajustar a potência dos lasers. Este erro somente ocorre se os lasers utilizados não possuem ajuste interno de frequência e o ajuste de potência dos canais se faz atuando diretamente sobre os lasers. Afim de fazer com que esse erro não influencie na equalização, o bloco 3 realiza o ajuste, denominado cego, da frequência

dos canais que são ajustados a cada iteração interna. Neste ajuste mede-se o desvio, em porcentagem, da frequência central do canal em relação à frequência central desejada. Caso o valor ultrapasse 70 %, incrementa/decrementa-se a temperatura evitando assim que o canal ocupe a banda dos canais laterais. A eliminação completa deste erro é efetuada utilizando o ajuste fino da frequência, bloco 4, na iteração externa.

O algoritmo do bloco 4 é análogo ao algoritmo do ajuste inicial da frequência central, Figura 22, com a exceção de que a janela de medição pode limitar inferiormente à largura da banda do canal, 50 GHz. Isto ocorre pois o ajuste cego realizado nas iterações internas permite que os canais somente ocupem a banda alocada para os mesmos.

Os blocos 3 e 4 somente são necessários quando os lasers utilizados não possuem ajuste interno de frequência e o ajuste de potência dos canais se faz diretamente sobre os mesmos.

São apresentados na próxima seção alguns pontos para demonstração do funcionamento do algoritmo de equalização, tanto para o parâmetro OSNR quanto para potência.

2.3.1.2 Passos de Equalização

Após algumas iteração externas, conseqüentemente também algumas internas, três pontos no algoritmo de equalização, indicados pelas letras a, b e c na Figura 24, são escolhidos apropriadamente.

O incremento de potência apenas seria aplicado quando aproximando a convergência. Isto se deve ao fato de que as potências dos canais não poderiam ser incrementadas, pois as mesmas foram ajustadas para máxima ao início da equalização, Figura 20. Assim, para obter um ajuste de incremento de potência e exemplificar este caminho do algoritmo, passando pelo ponto a, o canal com frequência central 195,75 THz, escolhido arbitrariamente, teve sua corrente reduzida em 5 mA. Esta redução fez com que a situação de incremento de potência fosse atingida. As Figuras 25 e 26 representam a iteração interna que passa pelo caminho citado para a equalização em OSNR e em potência respectivamente.

A linha pontilhada central representa a potência que cada canal deveria possuir caso possuíssem o mesmo parâmetro médio de equalização. A linha superior e inferior são desvios de $\pm 0,2$ dBm em relação à média formando a faixa de convergência.

Os círculos em vermelho nas Figuras 25 e 26 indicam a potência dos canais abaixo da faixa de convergência. Os pontos em preto indicam os novos valores de potência dos canais ajustados.

Pode-se observar que, apenas 2 e 4 canais tiveram suas potências incrementadas na equalização em OSNR e em potência respectivamente. Isto se deve ao fato de que os demais canais abaixo da faixa já atingiram a potência máxima, correspondendo à corrente máxima de 95 mA.

Caso todos os canais abaixo da faixa atinjam a potência máxima, ou não haja canais abaixo da faixa e sim somente acima da faixa, os canais acima da faixa são decrementados. Quando a potência dos canais são ajustadas em máximo, a situação de decremento acontece na maior parte das iterações. Esta situação é ilustrada pelo caminho passando pelo ponto b no diagrama da Figura 24, representada nas Figuras 27 e 28.

Somente decrementando quando não há nenhum canal a ser incrementado, faz com que o algoritmo convirja para o maior parâmetro médio de equalização possível.

Os blocos em roxo na Figura 24, passos finais, verificam se de fato o maior parâmetro médio possível de equalização foi atingido. Caso nenhum canal possua potência máxima, esta situação não foi atingida. Neste caso, a diferença entre a potência máxima e a maior potência dentre os canais é incrementada em todos os canais de forma a obter o maior parâmetro de equalização médio possível. Este caso pode ocorrer se, algum dispositivo utilizado no caminho do sinal antes do OSA, aumentar a potência de algum canal indevidamente, fazendo com que o algoritmo atue sobre a potência do canal, diminuindo-a. As Figuras 29 e 30 mostram os canais na situação de convergência na equalização em OSNR e potência, respectivamente. A situação de convergência é obtida no ponto c no diagrama da Figura 24.

Pode-se observar que a potência de todos os canais se encontram dentro da faixa de convergência.

Após a convergência da equalização, é efetuado o ajuste fino, apresentado na Seção 2.3.1.3, que permanece sempre ativo até que o usuário interfira.

2.3.1.3 Ajuste Fino de Potência

O ajuste fino da potência é realizado no bloco 6 indicado na Figura 20. Este ajuste é necessário principalmente devido às variações temporais da potência dos canais, podendo fazer com que fiquem fora da faixa de convergência. Além disso, ao se medir um determinado canal, deseja-se que o mesmo possua a melhor aproximação possível do parâmetro médio de convergência, para que a medição possa ser estendida para os demais canais. Também deseja-se que os canais laterais ao de medição sempre estejam dentro a faixa de convergência, pois eles influenciam no canal a ser medido.

A potência que cada canal deve possuir é obtida através do parâmetro médio de convergência. Para a equalização em potência, este valor é a própria potência média de convergência. Já para a equalização em OSNR, este valor é a soma da OSNR com o ruído, ambos em dBm, medido na última execução do bloco 1 da Figura 20.

Assim, a cada iteração do algoritmo de ajuste fino, ajusta-se a potência do canal a ser medido para possuir um desvio máximo de 0,1 dBm em relação a potência esperada calculada. Este valor máximo de desvio pode ser reduzido sendo apenas limitado pelo OSA e pelo incremento de potência que permite que o ajuste atinja a condição desejada. Também mantém-se um desvio de 0,2 dBm, que também pode ser reduzido, dos canais laterais e efetua um ajuste cego dos demais canais. O ajuste cego consiste em incrementar/decrementar a potência dos canais, exceto os três canais de interesse, caso estejam fora da faixa de convergência. A utilização de lasers sem controle interno de frequência faz necessário o ajuste cego de frequência dos canais ajustados, bloco 3 da Figura 24, a cada iteração. Como citado, o algoritmo fica ativo até que o usuário interfira, de forma a sempre manter os requisitos citados.

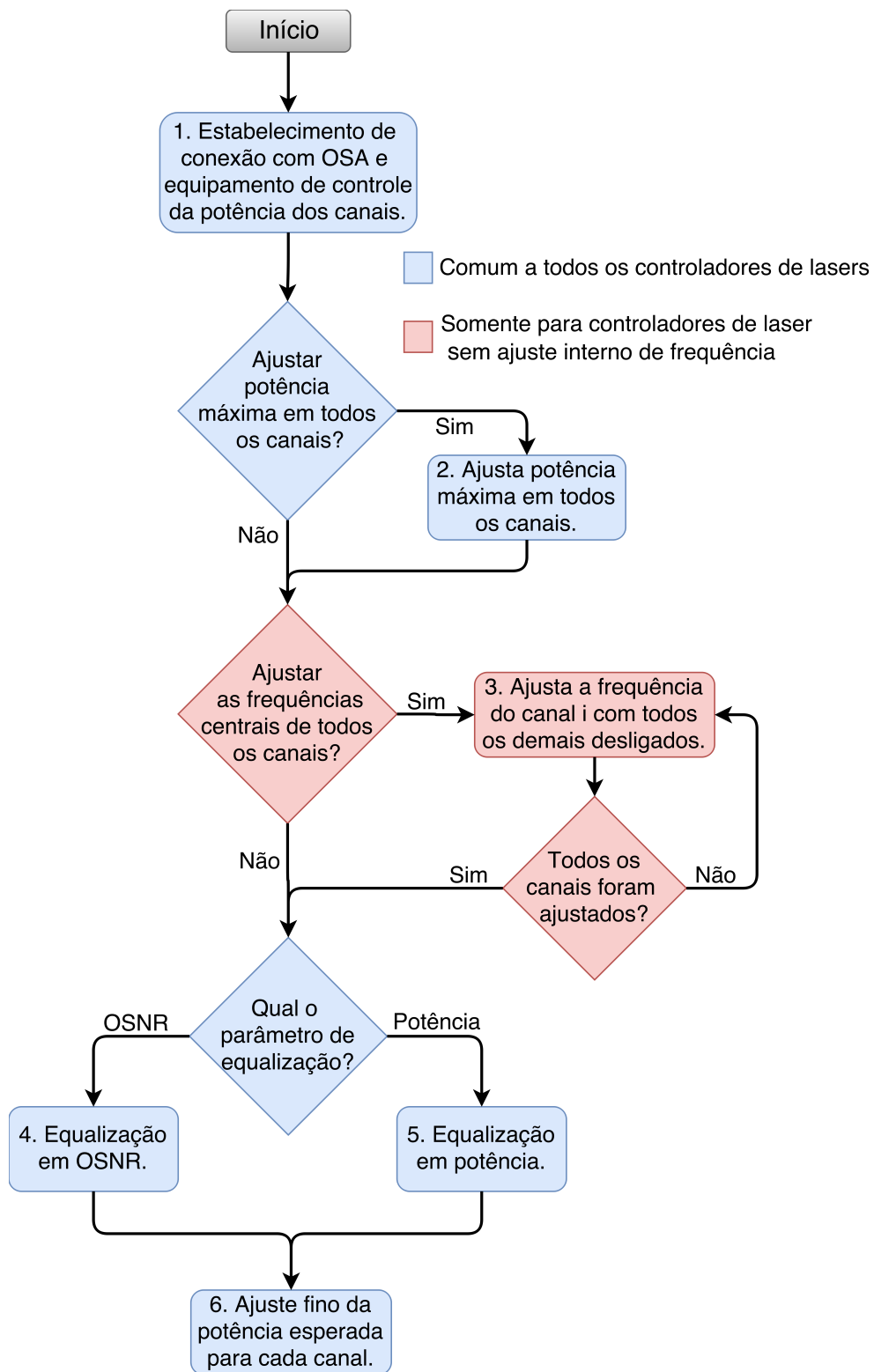


Figura 20: Algoritmo do equalizador WDM.

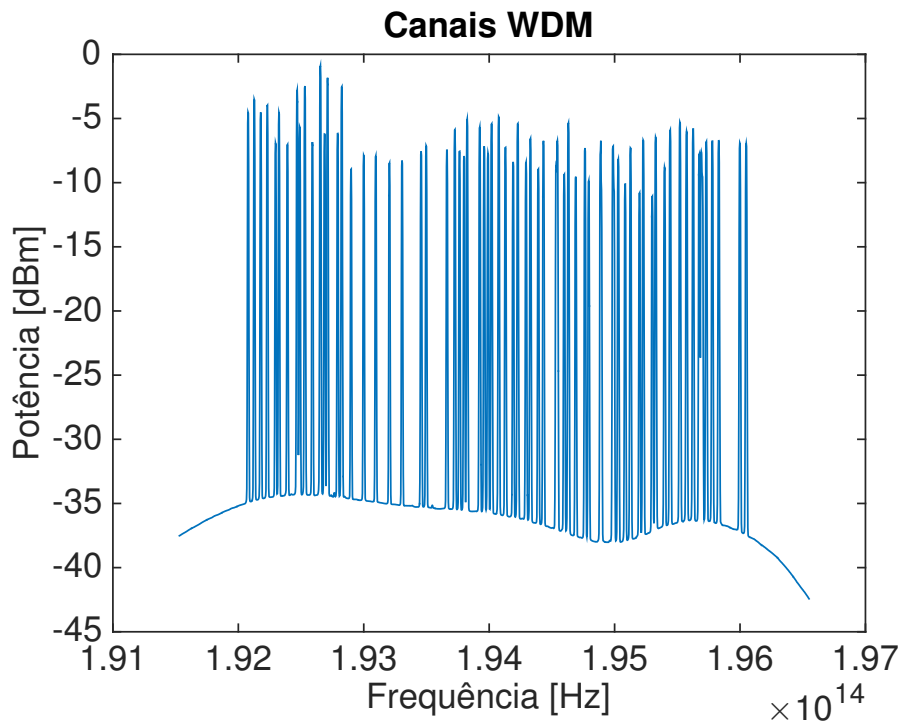


Figura 21: Canais WDM desintonizados com potência máxima.

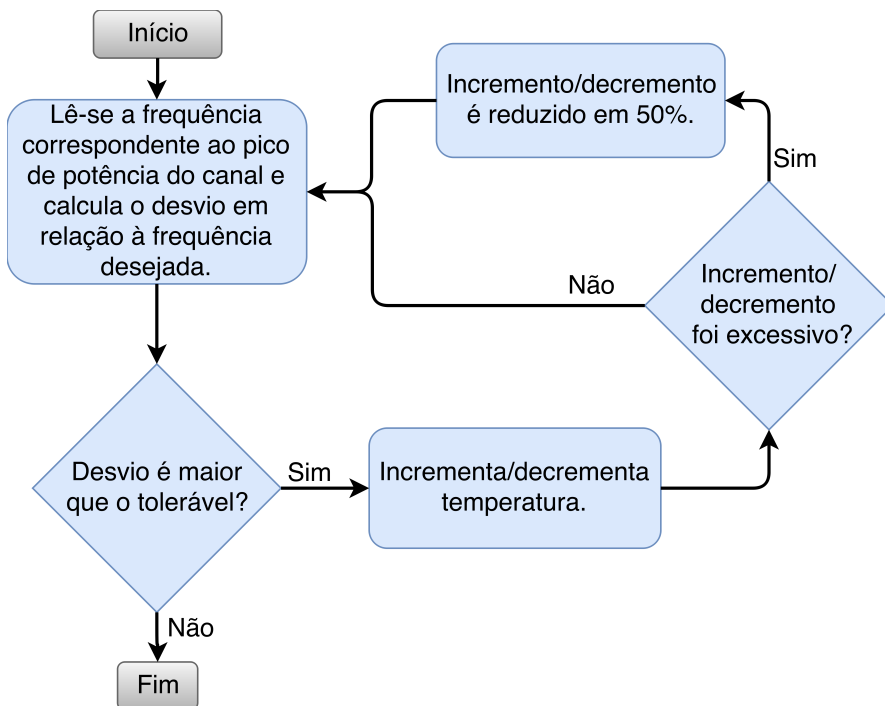


Figura 22: Algoritmo de ajuste de frequência central de um laser com os demais lasers desligados.

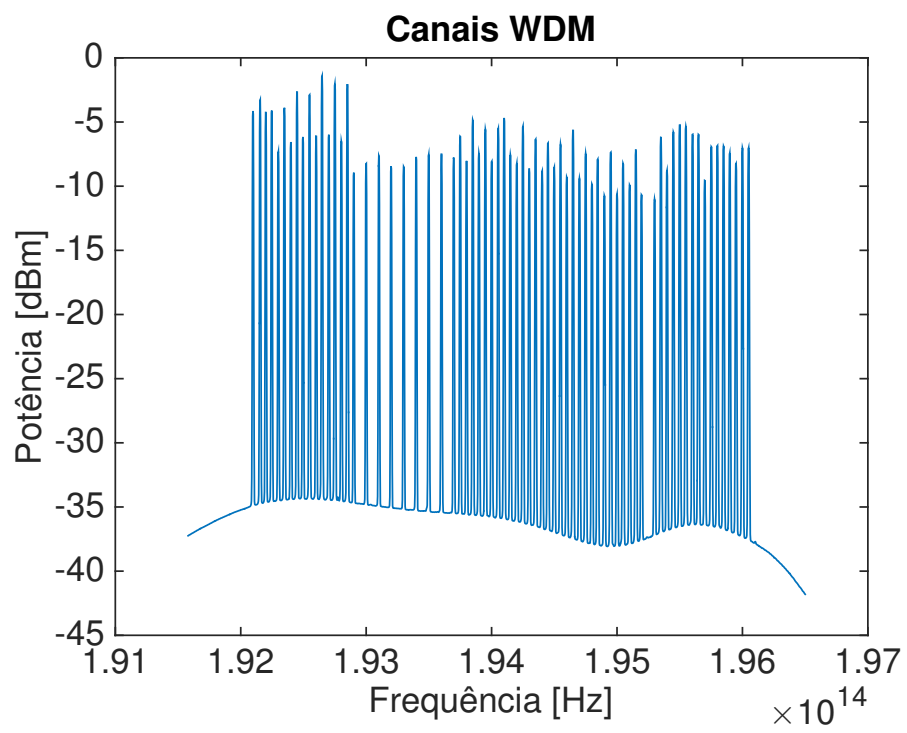


Figura 23: Canais WDM sintonizados.

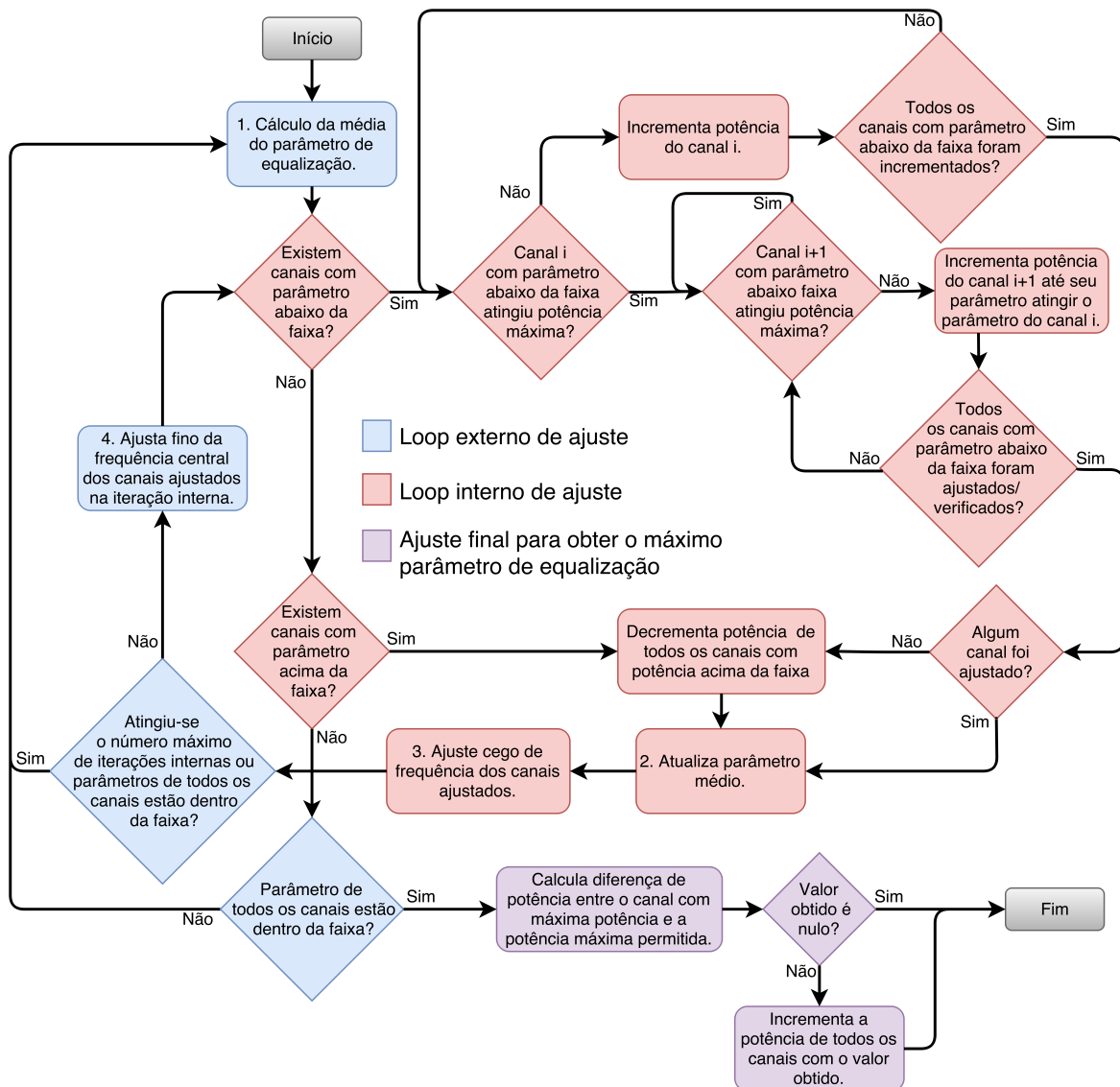


Figura 24: Algoritmo genérico de equalização.

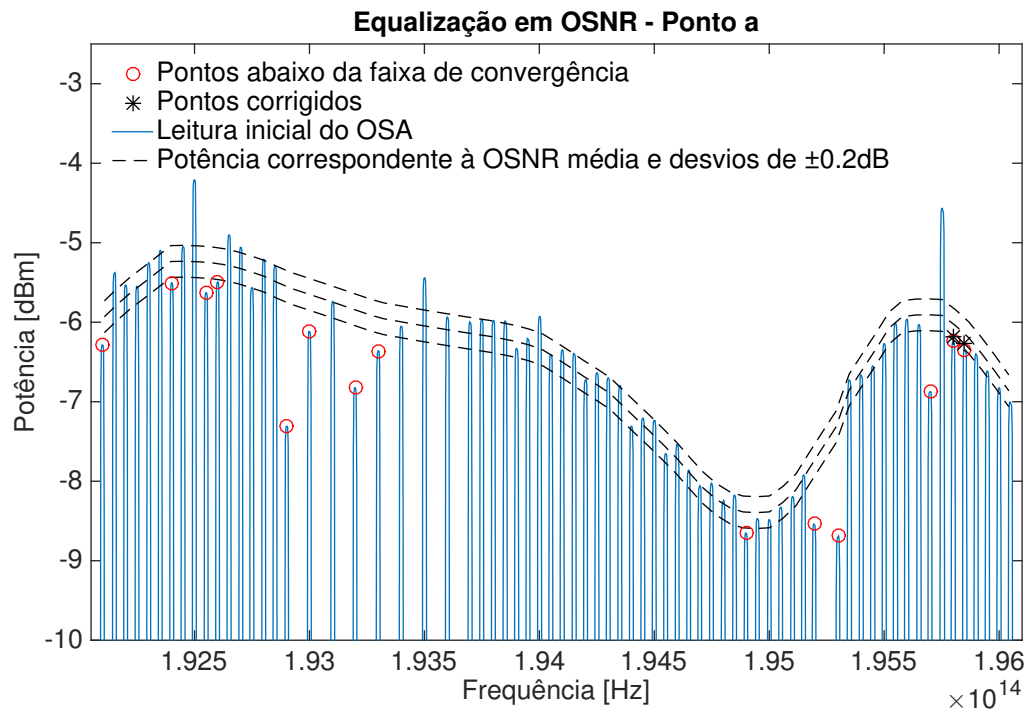


Figura 25: Situação de incremento de potência na iteração interna na equalização em OSNR.

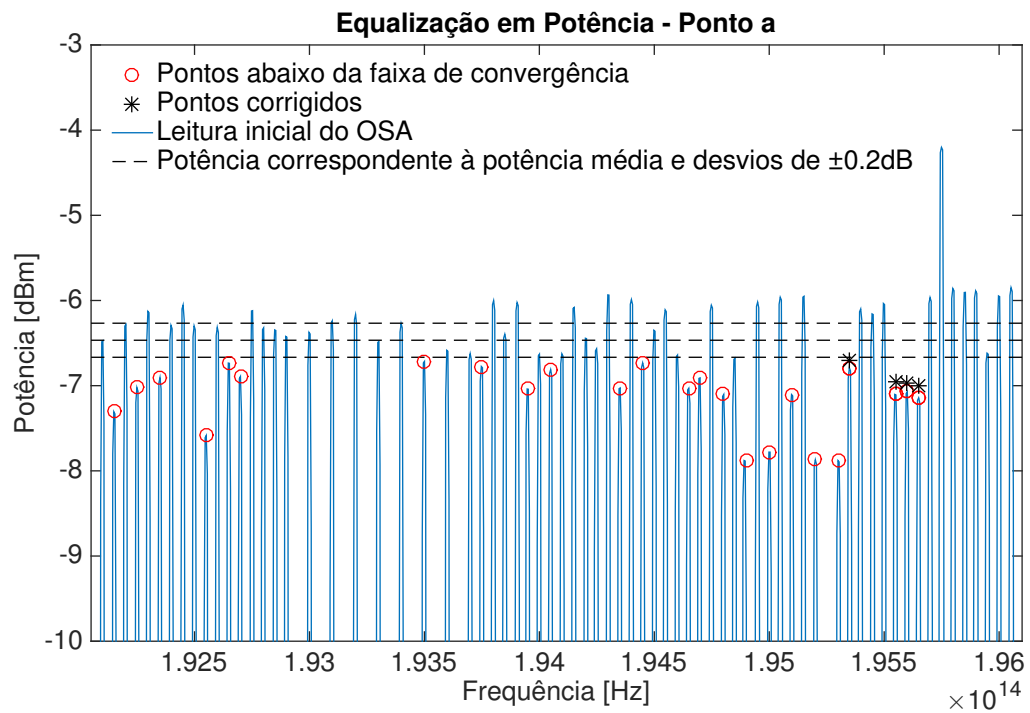


Figura 26: Situação de incremento de potência na iteração interna na equalização em potência.

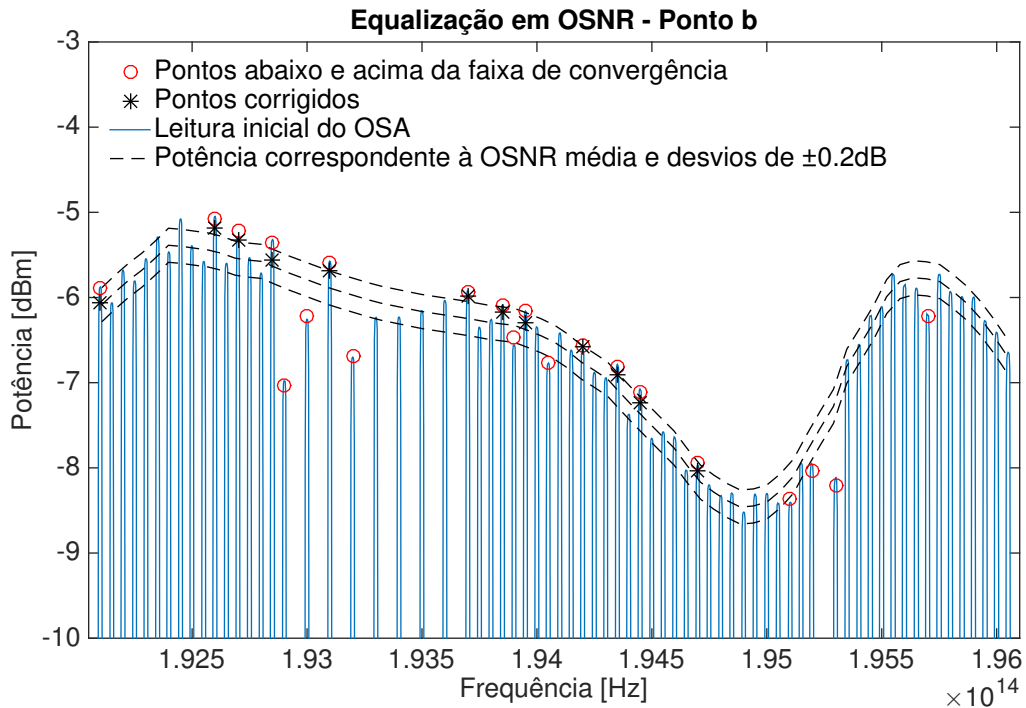


Figura 27: Situação de decremento de potência na iteração interna na equalização em OSNR.

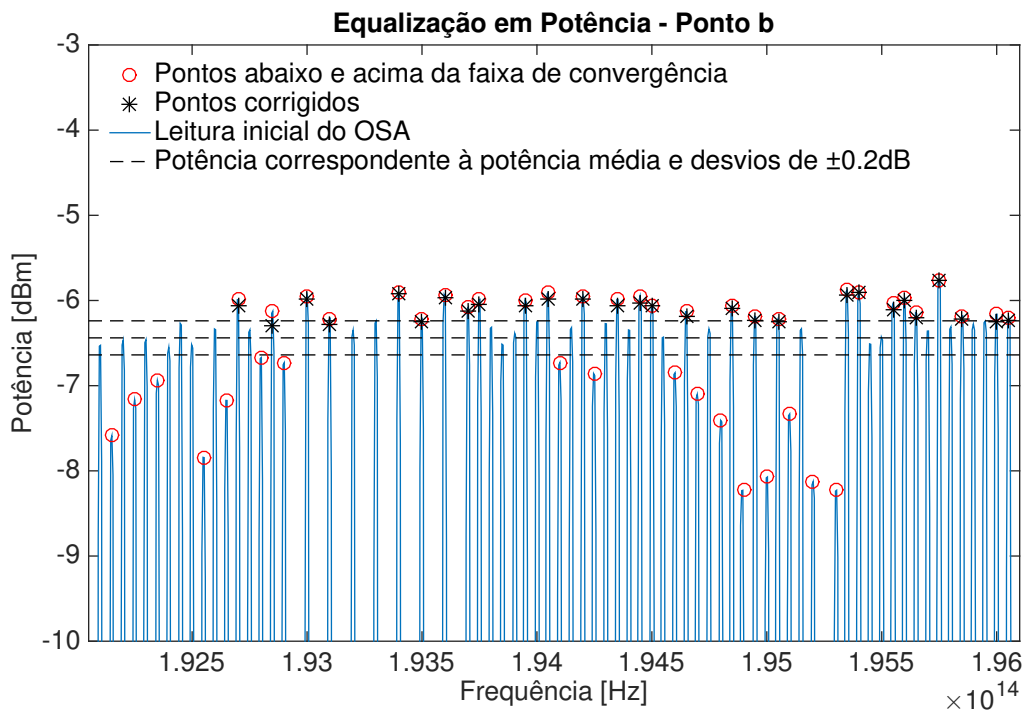


Figura 28: Situação de decremento de potência na iteração interna na equalização em potência.

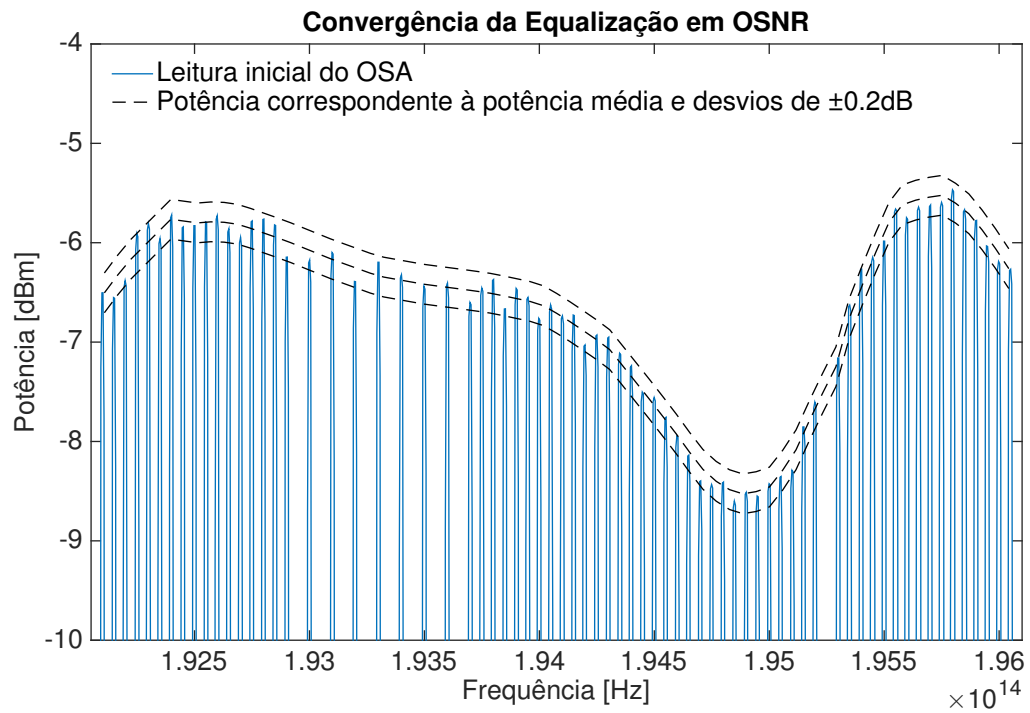


Figura 29: Situação de convergência na equalização em OSNR.

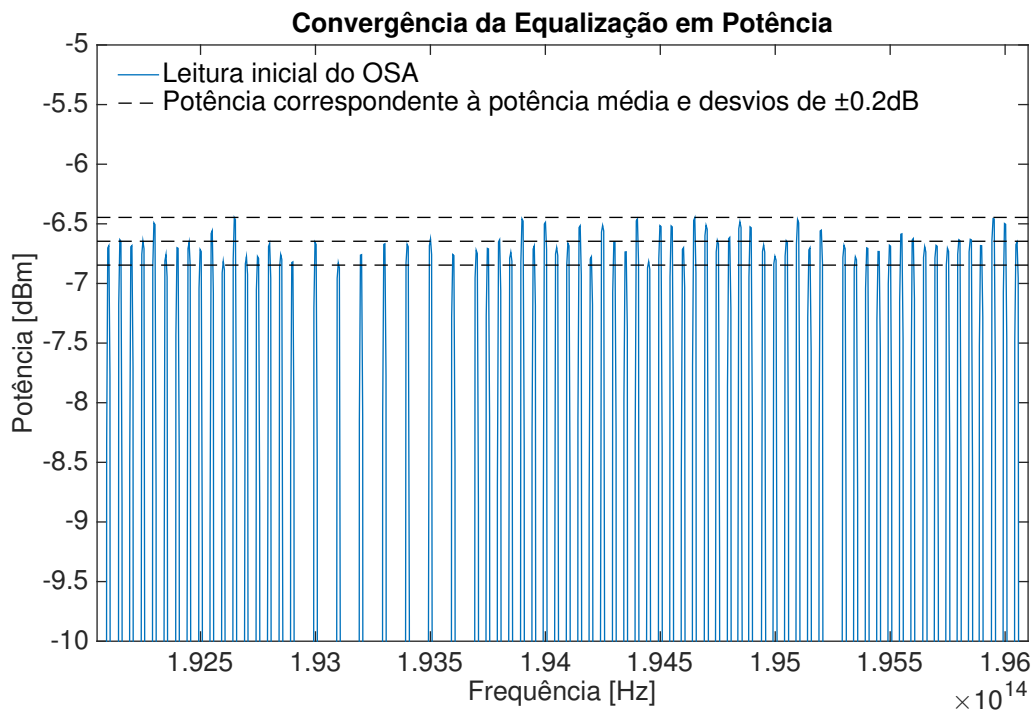


Figura 30: Situação de convergência na equalização em potência.

3 Conclusão

Foi apresentada a modelagem dos componentes ópticos e optoeletrônicos necessários para a transmissão e recepção eficiente de sinais ópticos modulados. Efeitos de *jitter* e ruído de fase, causados pelos conversores ADC/DAC e lasers, respectivamente, foram apresentados e quantificados.

Os diversos métodos e ferramentas necessários para se estimar a BER foram abordados.

Foram conduzidas simulações em B2B para a transmissão de formatos 64QAM e 256QAM afim de avaliar a penalidade gerada pelos efeitos de *jitter* e ruído de fase. Os resultados obtidos revelam que a utilização do formato 256QAM aliado aos efeitos de ruído de fase e *jitter* determinístico penaliza o desempenho do sistema óptico significativamente.

A redução da quantidade de níveis de tensão dos sinais elétricos fornecidos pelo DAC, possibilita a redução dos efeitos de *jitter* na transmissão visto que o número de transições de estado é diminuído. A teoria de moduladores apresentada fornece diretrizes para a redução da complexidade de sinais elétricos através da utilização de moduladores ópticos mais complexos que o modulador IQ, como moduladores série e paralelo.

O aumento da complexidade óptica do receptor também pode ser explorada com o mesmo objetivo. Como mostrado na teoria de receptores ópticos com detecção direta, a inserção de DLIs no esquema de recepção permite a conversão do sinal óptico em sinais elétricos binários. Assim, a exploração de métodos como este para reduzir a complexidade do sinal elétrico na recepção coerente abrem caminhos para novas pesquisas.

Ademais, afim de diminuir o tempo despendido em experimentação na equalização de sinais ópticos multicanais, um equalizador automático foi proposto. Este equalizador foi desenvolvido para a realização da equalização tanto em OSNR quanto em potência.

O equalizador proposto calcula o parâmetro médio de equalização, OSNR ou potência, estabelece uma faixa de tolerância em torno deste valor e ajusta os canais que se encontram fora desta faixa. A convergência do algoritmo de equalização é atingida quando todos os canais se encontram dentro da faixa estipulada. Atualizando o parâmetro médio de forma aproximada a cada ajuste, e de forma precisa a cada 10 ajustes, a convergência do algoritmo pode ser obtida após algumas iterações. Pode-se notar que, priorizando sempre que possível o ajuste de incremento de potência em detrimento do ajuste de decremento, obtém-se o maior valor possível do parâmetro médio de equalização.

Quando os lasers utilizados para gerar os canais WDM são ajustados de forma direta e os mesmos não possuem ajuste interno de frequência, também são aplicados o ajuste cego e o ajuste preciso da frequência central de cada canal. Estes ajustes são realizados a cada ajuste e a cada 10 ajustes de potência, respectivamente.

O equalizador pode futuramente ser modificado para integrar os distintos métodos de controle de potência dos canais, permitindo a equalização de um sinal WDM com canais gerados por componentes distintos.

O desempenho apresentado pelo equalizador WDM proposto impulsiona sua modificação para

que também possa efetuar a equalização de canais OFDM, visto que a utilização destes canais permite atingir uma maior eficiência espectral [18].

Referências

- [1] M. Seimetz, *Transmitter Design*. Berlim: Springer, 2009, pp. 15–55.
- [2] ———, *Receiver Configurations*. Berlim: Springer, 2009, pp. 59–118.
- [3] L. A. Barea, F. Vallini, G. F. de Rezende, and N. C. Frateschi, “Spectral engineering with cmos compatible soi photonic molecules,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 5, no. 6, 2013.
- [4] “Photonic integrated circuits (pics),” IEEE Communications Society Meeting, Santa Clara, 2012. [Online]. Available: http://www.comsocscv.org/docs/PIC_Mar2012.pdf
- [5] R.-J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, “Capacity limits of optical fiber networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, 2010.
- [6] G. P. Agrawal, *Pulse Propagation in Fibers*. Rochester: Academic press, 2001, pp. 31–62.
- [7] ———, *Optics Fiber*. Rochester: John Wiley & Sons, Inc., 2002, pp. 23–76.
- [8] M. R. C. Caputo and M. E. Gouvêa, “Fatores que influenciam a capacidade e o desempenho dos sistemas com amplificadores óticos,” *Universidade Federal de Minas Gerais–UFMG, Revista Telecomunicações*, vol. 2, no. 02, 1999.
- [9] A. Leven and L. Schmalen, “Status and recent advances on forward error correction technologies for lightwave systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 16, pp. 2735–2750, 2014.
- [10] Y. Aikawa and H. Uenohara, “Demonstration of optical fec coding scheme with convolutional code consisting of a signal source,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, no. 1, pp. 165–168, 2017.
- [11] V. B. Ribeiro *et al.*, “Filtros digitais para recepção coerente em 112 gb/s de sinais ópticos com modulação qpsk e multiplexação por divisão em polarização,” Trabalho de Conclusão de Curso, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2012.
- [12] “Clock jitter analysis,” 2008. [Online]. Available: http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/Clock_Jitter_Analysis_2008.pdf
- [13] I. Fatadin, “Estimation of ber from error vector magnitude for optical coherent systems,” in *Photonics*, vol. 3, no. 2. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2016, p. 21.
- [14] N. Ou, T. Farahmand, A. Kuo, S. Tabatabaei, and A. Ivanov, “Jitter models for the design and test of gbps-speed serial interconnects,” *IEEE Design & Test of Computers*, vol. 21, no. 4, pp. 302–313, 2004.
- [15] M. J. Ready and R. P. Gooch, “Blind equalization based on radius directed adaptation,” in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990. ICASSP-90., 1990 International Conference on*. IEEE, 1990, pp. 1699–1702.

- [16] A. Al-Bermani, C. Wördehoff, O. Jan, K. Puntsri, U. Rückert, and R. Noé, “Real-time comparison of blind phase search with different angle resolutions for 16-qam,” in *Photonics Conference (IPC), 2012 IEEE*. IEEE, 2012, pp. 177–178.
- [17] X. Chen, S. Chandrasekhar, S. Randel, W. Gu, and P. Winzer, “Experimental quantification of implementation penalties from limited adc resolution for nyquist shaped higher-order qam,” in *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2016, pp. W4A–3.
- [18] H. Sanjoh, E. Yamada, and Y. Yoshikuni, “Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency/time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/s/hz,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, 2002. OFC 2002*. IEEE, 2002, pp. 401–402.