



TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**SIMULAÇÃO DE SISTEMA ÓPTICO
COERENTE PM-QPSK COM
SUPERCANAIS DE NYQUIST**

**Bruno Saldanha Carminati
Tomás Malheiros Borges**

Brasília, março de 2014

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**SIMULAÇÃO DE SISTEMA ÓPTICO
COERENTE PM-QPSK COM
SUPERCANAIS DE NYQUIST**

**Bruno Saldanha Carminati
Tomás Malheiros Borges**

*Relatório submetido à Universidade de Brasília
como requisito parcial para obtenção dos graus de
Engenheiro de Redes de Comunicação e de
Engenheiro Eletricista*

Banca Examinadora

Prof. Darli Augusto de Arruda Mello, ENE/UnB
Orientador

Prof. André Noll Barreto, ENE/UnB
Examinador Interno

Prof. Leonardo R. A. X. Menezes, ENE/UnB
Examinador Interno

FICHA CATALOGRÁFICA

CARMINATI, BRUNO SALDANHA & BORGES, TOMÁS MALHEIROS

Simulação de Sistema Óptico Coerente PM-QPSK com Supercanais de Nyquist [Distrito Federal] 2014.

x, pp.37, 210x297 mm (ENE/FT/UnB, Engenharia de Redes de Comunicação, Engenharia Elétrica, 2014). Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

- | | |
|---|---------------------------------|
| 1. Supercanais de Nyquist | 2. Pulsos de Nyquist |
| 3. Multiplexação por divisão em comprimento de onda | 4. Multiplexação de polarização |
| 5. Modulação por deslocamento de fase em quadratura | |

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

CARMINATI, B. S. e BORGES, T. M. (2014). Simulação de Sistema Óptico Coerente PM-QPSK com Supercanais de Nyquist. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia de Redes de Comunicação e Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, pp. 37.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTORES: Bruno Saldanha Carminati & Tomás Malheiros Borges

TÍTULO: Simulação de Sistema Óptico Coerente PM-QPSK com Supercanais de Nyquist

GRAUS: Engenheiro de Redes de Comunicação e Engenheiro Eletricista

ANO: 2014

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste trabalho de conclusão de curso e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. Os autores reservam outros direitos de publicação e nenhuma parte desse trabalho de conclusão de curso pode ser reproduzida sem autorização por escrito dos autores.

Bruno Saldanha Carminati & Tomás Malheiros Borges

Campus Universitário Darcy Ribeiro, Asa Norte

70.910-900 Brasília – DF – Brasil

Agradecimentos

Agradeço ao Professor Darli, cuja orientação foi de fundamental importância para a elaboração deste trabalho, desde a escolha do tema até a conclusão, sem a qual não seria possível terminar este projeto com tamanho mérito. Faço agradecimentos especiais aos meus amigos Tiago, Célio, e Valery, por todas as discussões reveladoras, e Tomás, pela amizade e companheirismo nestes anos todos. Por último, porém mais importante, agradeço a minha família, que sempre acreditou em mim.

Bruno Saldanha Carminati

Agradeço ao Professor Darli pela orientação e paciência durante a realização deste trabalho. Aos companheiros do OCNLab, Valery, Célio e Tiago, que foram de suma importância na resolução de alguns problemas. Agradeço também a David, Roger, Nick, Richard e Syd pelas inspiradoras músicas durante o processo de escrita. Ao Bruno, por todas suas contribuições e pela frutífera amizade. À minha família, que sempre me apoiou.

Tomás Malheiros Borges

RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso apresenta um estudo sobre transmissão com supercanais de Nyquist em sistemas ópticos de comunicação. São abordados os conceitos e as técnicas envolvidas, que aumentam a capacidade e a eficiência espectral desses sistemas. Ademais, tendo em vista a evolução dos receptores coerentes em comunicações ópticas, o trabalho é desenvolvido com foco na transmissão PM-QPSK com multiplexação por divisão de comprimento de onda. O estudo é realizado por simulação computacional capaz de colher resultados para demonstrar o desempenho da técnica sob limitações da razão sinal-ruído óptica e banda elétrica dos receptores. As curvas de desempenho do Ny-WDM, tal qual Bosco *et al.* [1] traçaram em seu artigo em 2010, são reproduzidas com resultados quase próximos. O arranjo de simulação para modelagem com pulsos de Nyquist é deixado como legado para estudos futuros no OCNLab.

Palavras-chave: Supercanais de Nyquist. Pulsos de Nyquist. Multiplexação por divisão em comprimento de onda. Multiplexação de polarização. Modulação por deslocamento de fase em quadratura.

ABSTRACT

This undergraduate final project presents a study about Nyquist superchannel transmission in optical communication systems. It addresses most concepts and techniques which are known to improve capacity and spectral efficiency of these systems. Moreover, given the successful development of coherent reception in optical communications, this paper is focused on PM-QPSK transmission with wavelength division multiplexing. The study consisted of implementing a simulation setup able to demonstrate the performance of Ny-WDM under limitations of optical signal-to-noise ratio and receiver electrical band. The same performance curves of Ny-WDM which Bosco *et al.* [1] published in their paper in 2010 are replicated with quasi-similar results. The simulation setup for Nyquist pulse shaping is left to the OCNLab for future studies.

Keywords: Nyquist superchannels. Nyquist pulses. Wavelength division multiplexing. Polarization multiplexing. Quadrature phase shift keying.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO.....	1
1.2	ESTADO DA ARTE.....	2
1.3	OBJETIVOS.....	3
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO.....	3
2	SISTEMAS ÓPTICOS DE COMUNICAÇÃO.....	4
2.1	CONCEITOS BÁSICOS.....	4
2.1.1	Propagação da onda eletromagnética na fibra.....	4
2.1.1.1	Modos de polarização.....	4
2.1.1.2	Dispersão dos modos de polarização.....	5
2.1.1.3	Dispersão cromática.....	5
2.1.1.4	Atenuação.....	7
2.1.1.5	Efeitos não-lineares.....	7
2.1.2	Componentes.....	8
2.1.2.1	Amplificadores a fibra dopada com érbio.....	8
2.1.2.2	<i>Lasers</i> semicondutores.....	10
2.1.2.3	Moduladores ópticos.....	11
2.1.2.4	Fotodetectores.....	11
2.1.3	Mecanismos de ruído.....	12
2.1.4	Relação sinal-ruído óptica.....	13
2.1.5	Eficiência espectral.....	14
2.1.6	Detecção coerente.....	14
2.2	MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA.....	16
3	SUPERCANAIS DE NYQUIST.....	17
3.1	INTRODUÇÃO.....	17
3.2	PULSOS DE NYQUIST.....	17
3.3	MODELAGEM DE ONDA.....	18
3.4	EFICIÊNCIA ESPECTRAL MÁXIMA.....	19
4	SIMULAÇÃO.....	20
4.1	INTRODUÇÃO.....	20
4.2	BREVE APRESENTAÇÃO DO PHOTOSS®.....	20
4.3	CRIAÇÃO DO AMBIENTE-BASE.....	21
4.3.1	Módulo transmissor.....	21
4.3.2	Multiplexador de canais.....	22
4.3.3	Controlador de OSNR.....	22
4.3.4	Módulo receptor.....	22
4.3.5	Algoritmos de processamento digital de sinais.....	23
4.3.5.1	Conversor analógico-digital.....	24
4.3.5.2	Ortonormalização de sinais.....	24
4.3.5.3	Compensação eletrônica de dispersão cromática.....	24
4.3.5.4	Equalização adaptativa e algoritmo do módulo constante.....	25
4.3.5.5	Recuperação de portadora.....	27
4.3.5.6	Estimador de distância mínima.....	28
4.3.5.7	Decodificador diferencial.....	28
4.4	COLETA DE DADOS.....	29

4.5	PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO.....	30
5	RESULTADOS.....	32
5.1	TESTES PRELIMINARES.....	32
5.1.1	1xNy-PM-QPSK.....	32
5.1.2	3xNy-WDM-PM-QPSK.....	33
5.2	OSNR $\times B_o/R_s$	34
6	CONCLUSÕES.....	36
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	37

LISTA DE FIGURAS

1.1	Curvas $B_e/R_s \times \text{OSNR}$ para o Ny-WDM e para o CO-OFDM.....	3
2.1	Alargamento temporal do pulso devido à PMD.....	5
2.2	Efeito da dispersão cromática em um pulso retangular.....	6
2.3	Curva de atenuação da sílica em função do comprimento de onda.....	7
2.4	Sistema WDM.....	8
2.5	Processos de absorção e emissão de fótons.....	9
2.6	Princípio de funcionamento do EDFA.....	10
2.7	Estrutura do <i>laser</i> semiconductor.....	10
2.8	Estrutura básica do MZM.....	11
2.9	Transferência de potência óptica quando o sinal modulante é aplicado ao MZM.....	11
2.10	Fotodetectores e zonas de depleção.....	12
2.11	Densidade espectral de potência da fotocorrente para cada mecanismo de ruído.....	13
2.12	Detector coerente baseado em fotodetectores balanceados.....	15
3.1	Formato do espectro de um pulso sinc truncado.....	18
3.2	Curva resultante da modelagem com pulsos de Nyquist para uma sequência de <i>bits</i>	19
4.1	Ambiente-base de simulação no PHOTOS [®]	21
4.2	Configuração do módulo transmissor.....	21
4.3	Densidade espectral de potência do supercanal.....	22
4.4	Configuração do módulo receptor.....	23
4.5	Estágios do bloco de processamento digital de sinais.....	23
4.6	Efeito da ortonormalização na constelação de um sinal.....	24
4.7	Equalizador MIMO em configuração borboleta.....	26
4.8	Efeito da equalização adaptativa no sinal.....	27
4.9	Símbolos estimados por distância mínima.....	28
4.10	Decodificação diferencial.....	29
4.11	Regressão das curvas $\text{OSNR} \times \text{BER}$	29
4.11	GoF para as duas configurações avaliadas: 2 SpS e 4 SpS.....	30
5.1	$\text{BER} \times \text{OSNR}$ na simulação monoportadora.....	32
5.2	Forma de onda e espectro na transmissão monoportadora.....	33
5.3	Visualização de erros do canal central do supercanal na simulação sem ruído.....	33
5.3	Forma de onda e espectro na transmissão do supercanal com três subportadoras.....	34
5.5	$\text{BER} \times \text{OSNR}$	34
5.6	$\text{OSNR} \times B_e/R_s$	35

LISTA DE TABELAS

1.1	Demonstração experimental do Ny-WDM e CO-OFDM em enlaces transoceânicos	2
4.1	Parâmetros das simulações.....	30

LISTA DE SÍMBOLOS

SÍMBOLOS LATINOS

B	Largura de banda	[Hz]
c	Velocidade da luz no vácuo	[m/s]
D	Parâmetro de dispersão cromática	[ps/(km·nm)]
f	Frequência	[Hz]
L	Comprimento da fibra óptica	[m]
N_0	Densidade espectral de potência de ruído	[W/Hz]
SE	Eficiência espectral	[b/s/Hz]

SÍMBOLOS GREGOS

α	Constante de atenuação da fibra óptica	[np/m]
β	Constante de propagação	[rad/m]
λ	Comprimento de onda	[m]
ω	Frequência angular	[rad/s]

NÚMEROS ADIMENSIONAIS

BER	Taxa de erro de <i>bit</i>
F	Figura de ruído
M	Tamanho da constelação
n	Índice de refração
N	Número de canais
$OSNR$	Relação sinal-ruído óptica
SNR	Relação sinal-ruído

SUBSCRITOS

b	De <i>bit</i>
e	Elétrico
in	De entrada
out	De saída
s	De símbolo

SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
APD	<i>Avalanche Photodiode</i>
AE	<i>Adaptive Equalization</i>
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
B2B	<i>Back-to-back</i>
CD	<i>Chromatic Dispersion</i>
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>
CO-OFDM	<i>Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CR	<i>Carrier Recovery</i>
DGD	<i>Differential Group Delay</i>

DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
EDC	<i>Electronic Dispersion Compensation</i>
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FWM	<i>Four Wave Mixing</i>
GoF	<i>Goodness of Fit</i>
GVD	<i>Group-velocity Dispersion</i>
ISI	<i>Inter-symbol Interference</i>
LO	<i>Local Oscillator</i>
MDE	<i>Minimum-distance Estimation</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MUX	<i>Multiplexer</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
Ny-WDM	<i>Nyquist Wavelength Division Multiplexing</i>
OOK	<i>On-Off Keying</i>
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i>
PM	<i>Polarization Multiplexing</i>
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>
PRBS	<i>Pseudo-Random Bit Sequence</i>
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RMSE	<i>Root-mean-square Deviation</i>
Rx	<i>Receiver</i>
SBS	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i>
SNO	<i>Signal Normalization and Orthogonalization</i>
SoP	<i>State of Polarization</i>
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i>
SpS	<i>Samples per Symbol</i>
SRS	<i>Stimulated Raman Scattering</i>
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>
Tx	<i>Transmitter</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
XPM	<i>Cross-Phase Modulation</i>
XT	<i>Cross-talk</i>

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Os sistemas ópticos de comunicação atuais são capazes de transmitir dados sem regeneração a taxas da ordem de Tb/s por milhares de quilômetros, o que os torna a tecnologia ideal para redes de alta capacidade e longa distância [2]. No entanto, chegou-se a um ponto no qual a capacidade de transmissão da fibra começa a se esgotar, o que leva à consequente exaustão do espectro [3]. Por esses motivos, estudos recentes e progressos são feitos na tentativa de transcender essas barreiras, tais como desenvolvimento de novos formatos de modulação óptica, multiplexação de polarização e utilização de supercanais. Além disso, volume de dados e demanda por largura de banda crescentes também são motivadores para tornar ainda maior o alcance desses sistemas e a capacidade de transporte de informação, levando em conta também a redução dos custos por *bit* de informação transmitido [2].

Um das formas de se reduzir os custos em sistemas ópticos é a multiplexação de diversas frequências em uma mesma fibra, o WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), que permite o compartilhamento dos diversos componentes ópticos ao longo do enlace por todos ou a maioria dos canais ópticos. Os exemplos mais clássicos de componentes ópticos compartilhados são a fibra óptica e os amplificadores ópticos posicionados periodicamente no percurso de transmissão. Como esses componentes operam em uma faixa limitada do espectro óptico, é desejável que os canais estejam o mais próximo possível uns dos outros sem se interferirem [2]. Surgem daí estudos nos quais são desenvolvidas técnicas para diminuir o espaçamento entre os canais, que são transmitidos, roteados e processados pela rede óptica como uma entidade única, o chamado supercanal, e que podem, todavia, ser demultiplexados no receptor. Os supercanais advêm, principalmente, da necessidade de se trabalhar com taxas cada vez mais altas, que não podem ser alcançadas com a tecnologia atual dos componentes eletrônicos. Sendo assim, supercanais permitem o gerenciamento de grande quantidade de informação e aumento da eficiência espectral, de forma a atender o aumento exponencial do tráfego nas camadas clientes impulsionado, em grande parte, por serviços multimídia e pela incerteza em prever constantes mudanças nos provedores de conteúdo da Internet [3][4].

Existem diversos estudos e discussões sobre qual é a forma mais eficaz de se construir supercanais, seja pela técnica denominada Ny-WDM (*Nyquist Wavelength Division Multiplexing*) ou pela chamada CO-OFDM (*Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Grande parte desses estudos faz comparações entre as duas e mostram que a primeira é superior a outra em diversos aspectos. Apesar de o Ny-WDM exigir um transmissor mais complexo, pois lida com a modelagem dos pulsos transmitidos, ainda assim essa técnica é considerada melhor que o CO-OFDM, já que este requer uma taxa de amostragem muito maior para obter o mesmo desempenho, como mostrado por Bosco *et al.* [1].

O Ny-WDM utiliza pulsos de Nyquist para modular o sinal óptico. Tais pulsos obedecem ao critério de Nyquist e possuem interferência intersimbólica (ISI) nula, desde que amostrados no instante correto, mesmo a despeito da sua significativa sobreposição, e são capazes de gerar sinais com espectro praticamente retangular. Por conseguinte, os canais Ny-WDM podem ser multiplexados com uma banda de guarda extremamente pequena, ou até mesmo inexistente, para formar o supercanal e transmitir dados a elevadas taxas com alta eficiência espectral [3]. A eficiência espectral (SE) de um sistema de telecomunicações, medida em b/s/Hz, é um parâmetro de suma importância quando se trata de supercanais. Utilizando esse tipo de técnica, faz-se necessário, entretanto, observar o equilíbrio entre a SE, que é bastante elevada, com outros parâmetros, tais como alcance máximo do enlace óptico e relação sinal-ruído óptica (OSNR) mínima requerida para detecção, dada uma taxa de erro de *bit* (BER) limite e uma determinada largura de banda dos fotodetectores [1][4].

Este trabalho será conduzido de forma a testar o Ny-WDM em um sistema que utiliza modulação por deslocamento de fase em quadratura (QPSK) e multiplexação de polarização (PM). Tendo em vista as conclusões de Bosco *et al.* [1], o objetivo principal é tentar reproduzir e validar resultados obtidos por eles de desempenho da técnica em uma configuração *back-to-back* (B2B) de transmissor e receptor, isto é, sem presença do canal óptico entre ambos.

Como o Laboratório de Redes Ópticas de Comunicação da Universidade de Brasília (OCNLab) não dispunha de um arranjo experimental para a simulação do Ny-WDM, foi desenvolvido, neste trabalho de conclusão de curso, um arranjo de simulação no *software* simulador PHOTOSS[®] – *The Photonic System Simulator* a fim de apurar o desempenho de supercanais e averiguar a aplicabilidade da modelagem com pulsos de Nyquist em um sistema óptico de comunicação. Nesse simulador, é possível representar um sistema óptico sob diversas configurações, utilizando seus vários modelos de componentes. Ademais, o PHOTOSS[®] permite a comunicação com instâncias do MATLAB[®], que foi utilizado para a modelagem de pulsos e no processamento e análise do sinal recebido.

1.2 ESTADO DA ARTE

Estudos recentes fazem comparações teóricas entre o Ny-WDM e o CO-OFDM e outros demonstram na prática a transmissão por enlaces de quase 10.000 km. Esses experimentos sugerem que é possível implementar ambas as técnicas com taxas da ordem de Tb/s por enlaces transoceânicos (Tabela 1.1) [5]. Um grupo do Departamento de Eletrônica da Escola Politécnica de Turim, Itália, apresentou resultados significativos em 2010 [1] e 2011 [5]. O primeiro desses artigos demonstra limites de desempenho em sistemas Ny-WDM e CO-OFDM para transmissão PM-QPSK. Já o segundo foca principalmente na tecnologia Ny-WDM e mostra o desempenho em supercanais baseados em PM-BPSK, PM-QPSK, PM-8QAM e PM-16QAM.

Tabela 1.1. Demonstração experimental do Ny-WDM e CO-OFDM em enlaces transoceânicos. Adaptada de [5].

Cenário experimental	Número de subportadoras	Taxa de <i>bit</i> por subportadora [Gb/s]	Taxa de <i>bit</i> do supercanal [Tb/s]
Ny-WDM em 10.000 km	96	100	9,6
Ny-WDM em 9.000 km	10	120	1,2
CO-OFDM em 7.200 km	24	50	1,2

No estudo feito em 2010, eles concluíram que ambas as técnicas têm potencialmente o mesmo desempenho, mas fizeram notar que o CO-OFDM é muito mais simples de ser implementado, já que o Ny-WDM precisa realizar a modelagem de pulsos óptica ou eletricamente. Porém, esta é mais prática e robusta às restrições do receptor, tais como largura de banda limitada do filtro elétrico do receptor e baixa taxa de amostragem no conversor analógico-digital (ADC), do que aquela [1].

Em 2011, o objetivo era identificar o equilíbrio entre capacidade e alcance, considerando os diversos esquemas de modulação e variando o espaçamento entre as subportadoras do Ny-WDM. A investigação mostrou que somente a transmissão PM-BPSK conseguiu ultrapassar 5.000 km, chegando a 6.480 km a uma capacidade de 4 Tb/s. Por outro lado, o PM-16QAM chegou a uma capacidade de 27 Tb/s, mas o alcance máximo foi de apenas 270 km. Além disso, todo o estudo foi realizado pressupondo tecnologias e equipamentos atuais existentes no mercado, o que leva a crer que supercanais de Nyquist são realmente uma opção atraente para a próxima geração de sistemas de longa distância de altíssima capacidade [5].

1.3 OBJETIVOS

Para estudar supercanais de Nyquist e constatar aumentos na capacidade e na eficiência espectral, é realizada, neste trabalho de conclusão de curso, uma simulação de um sistema óptico coerente PM-QPSK com modelagem elétrica de pulsos com uso dos *softwares* PHOTOS[®] e MATLAB[®]. A simulação reproduz um ambiente em configuração *back-to-back*, com transmissor conectado diretamente ao receptor.

Vale citar que este trabalho de conclusão de curso tem o objetivo específico de reproduzir as curvas de relação sinal-ruído óptica versus razão entre banda elétrica e taxa de símbolos ($OSNR \times B_e/R_s$) para o Ny-WDM da Figura (1.1), que Bosco *et al.* [1] apresentaram em 2010. Será descrito todo o sistema simulado, desde o transmissor até o receptor, bem como serão detalhados os algoritmos utilizados no processador digital de sinais (DSP) e do tratamento dos dados colhidos. Mais ainda, dada a complexidade dos algoritmos e a limitação de tempo, apenas as curvas do Ny-WDM, para taxas de amostragem de 2 e 4 amostras por símbolo e 15 e 31 *taps* no equalizador adaptativo, foram reproduzidas, como será observado nos resultados finais.

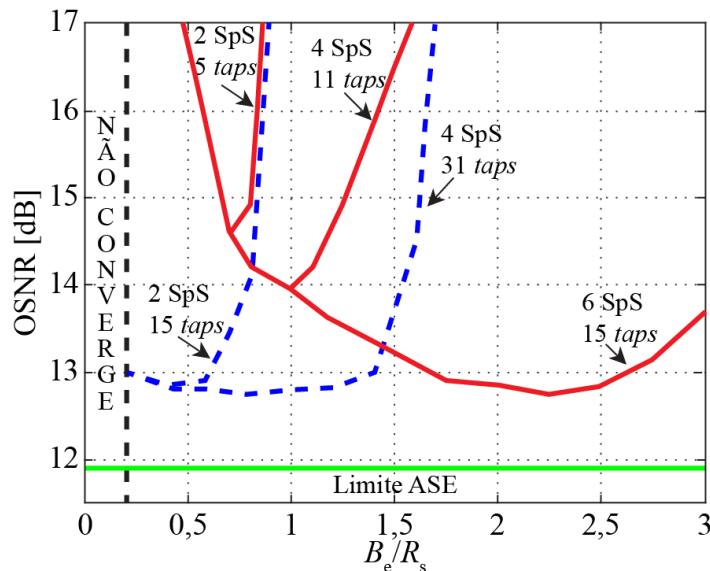


Figura 1.1. Curvas $B_e/R_s \times OSNR$ para o Ny-WDM (azul) e para o CO-OFDM (vermelho). Adaptada de [4].

1.4 APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO

O Capítulo 2 aborda considerações teóricas associadas às redes ópticas de comunicação. São explanados todos os aspectos compreendidos na elaboração deste trabalho.

O Capítulo 3 trata sobre supercanais de Nyquist, abordando os conceitos envolvidos e explicitando os estudos já realizados até hoje.

O Capítulo 4 expõe uma visão detalhada do simulador e das técnicas utilizadas para gerar e colher os resultados computacionais.

Os resultados obtidos e as conclusões gerais são apresentados nos Capítulos 5 e 6.

2 SISTEMAS ÓPTICOS DE COMUNICAÇÃO

2.1 CONCEITOS BÁSICOS

Diversos conceitos são necessários para integral compreensão do funcionamento de um sistema óptico. Neste tópico, são abordados os temas mais importantes e fundamentais para o entendimento da dinâmica desses sistemas e que, conseqüentemente, deverão ser considerados na simulação desenvolvida neste trabalho.

2.1.1 Propagação da onda eletromagnética na fibra

Ondas eletromagnéticas podem ser modeladas pelas equações de Maxwell. Considerando um meio de resposta local, isotrópico, linear, homogêneo e sem perdas, é possível demonstrar que as equações da onda

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \frac{\omega^2 n^2(\omega)}{c^2} \mathbf{E} = 0 \quad (2.1)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + \frac{\omega^2 n^2(\omega)}{c^2} \mathbf{H} = 0 \quad (2.2)$$

são válidas para os campos elétrico \mathbf{E} e magnético \mathbf{H} , em que ∇^2 indica o operador Laplaciano, ω , a frequência angular, $n(\omega)$, o índice de refração como função da velocidade angular, e c , a velocidade da luz no vácuo [6].

Desta forma, na fibra óptica, os campos \mathbf{E}_n e \mathbf{H}_n , no núcleo, assim como os campos \mathbf{E}_c e \mathbf{H}_c , na casca, devem satisfazer às equações (2.1) e (2.2). No entanto, as soluções para o núcleo e para a casca não são independentes, mas obedecem a condições de contorno. Assim, cada par de soluções das equações (2.1) e (2.2) que satisfaça tais condições constitui um modo de propagação [6]. Tomando z como a direção de propagação da onda eletromagnética e assumindo que as características da fibra, tais como o índice de refração e geometria, não variam com seu comprimento, tem-se que os campos elétrico e magnético de cada modo na fibra relacionam-se com z na forma $e^{j\beta z}$. A constante de propagação β , dada em radianos por unidade de comprimento, é diferente para cada modo [6].

2.1.1.1 Modos de polarização

Os modos de propagação na fibra óptica são as soluções das equações da onda que satisfazem as condições de contorno no núcleo e na casca da fibra. Existem ao menos duas soluções linearmente independentes, que possuem mesma constante de propagação β e correspondem ao modo fundamental. Considerando que o campo elétrico pode ser expresso como $\mathbf{E}(r, \omega) = E_x \hat{a}_x + E_y \hat{a}_y + E_z \hat{a}_z$, é possível mostrar que uma das soluções possui $E_x = 0$ e $E_y, E_z \neq 0$ e a outra tem $E_y = 0$ e $E_x, E_z \neq 0$ [6].

Um campo elétrico variante no tempo é dito linearmente polarizado quando sua direção é constante, independente do tempo. No modo fundamental, a componente longitudinal E_z , isto é, na direção de propagação da onda, tem magnitude bem menor do que as componentes transversais E_x ou E_y . Por isso, o campo elétrico associado a esse modo pode ser considerado um campo transversal, ou seja, com direções em x ou y constantes e independentes do tempo. Desta forma, os dois modos fundamentais são ditos ortogonalmente polarizados nos eixos x e y [6].

A propagação do modo fundamental é permitida em qualquer fibra. Porém, aquelas fibras nas quais a propagação ocorre somente no modo fundamental são ditas fibras monomodo. A frequência normalizada

$$V = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_n^2 - n_c^2} \quad (2.3)$$

é o parâmetro que permite determinar o número de modos que se propagam em uma fibra, em que a é o raio do núcleo, n_n e n_c , os índices de refração do núcleo e da casca, respectivamente, e λ , o comprimento de onda. A condição para que uma fibra cilíndrica com índice de refração com perfil degrau seja monomodo é $V < 2,405$. Para valores superiores, a fibra é denominada multimodo [7].

2.1.1.2 Dispersão dos modos de polarização

Em comunicações ópticas, a palavra dispersão indica diferença de velocidade de propagação entre diferentes componentes espectrais do sinal [6]. A dispersão dos modos de polarização (PMD) é devida ao fato de a seção transversal da fibra não ser perfeitamente circular. Isso faz com que os modos ortogonalmente polarizados possuam velocidades de propagação levemente diferentes, o que provoca a PMD. Isso significa, na prática, que a fibra óptica é levemente birrefringente [6].

A diferença entre as velocidades de propagação dos modos de polarização é consequência da diferença $\Delta\beta$ da constante de propagação em cada modo. Sendo assim, o alargamento temporal $\Delta\tau$, ou atraso diferencial de grupo (DGD) devido à PMD será [6], em ps/km,

$$\Delta\tau = \frac{\Delta\beta}{\omega}. \quad (2.4)$$

O alargamento temporal pode ser mais bem entendido com ajuda da Figura (2.1). Supondo que a componente na direção y (cinza escuro) possua velocidade de propagação menor do que na direção x (cinza claro), é fato que a componente em x chegará antes ao final da fibra, provocando, portanto, o alargamento do pulso. Note que, na realidade, o efeito da PMD é muito menos severo, uma vez que a premissa de uma velocidade inferior, porém constante, em uma das direções de polarização não é necessariamente verdadeira. Na prática, os atrasos de grupo variam aleatoriamente para diversos trechos da fibra e tendem a se cancelar, minimizando, assim, a PMD [6].

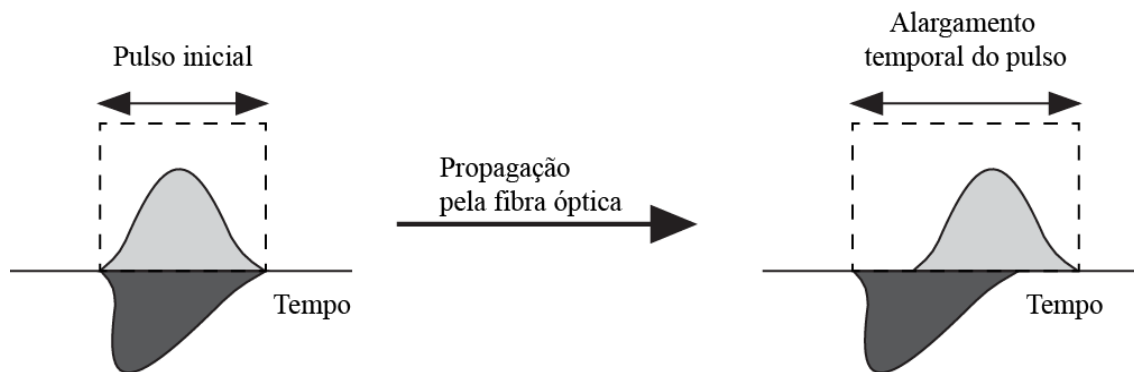


Figura 2.1. Alargamento temporal do pulso devido à PMD. Adaptado de [6].

2.1.1.3 Dispersão cromática

A dispersão cromática (CD), ou dispersão de velocidade de grupo (GVD), ocorre quando as diversas componentes espectrais da onda eletromagnética propagam-se a diferentes velocidades na fibra. A GVD deve-se a dois fatores. O primeiro, chamado de dispersão material, é o fato de que o

índice de refração da sílica varia de acordo com a frequência da onda e é o principal contribuinte da dispersão cromática. O segundo denomina-se dispersão de guia de onda e é causada porque o núcleo e a casca possuem índices de refração ligeiramente diferentes. Como um pulso que se propaga pela fibra possui parte de sua energia viajando pelo núcleo e parte pela casca, e essa fração de energia é também função do comprimento de onda, as componentes espectrais acabam tendo diferentes velocidades de grupo [6].

A velocidade de grupo, por sua vez, é a velocidade com que grupos de frequência se propagam pela fibra. É definida como $v_g = 1/\beta_1$, em que $\beta_1 = d\beta/d\omega$. Sendo assim, o parâmetro de dispersão de velocidade de grupo utilizado para mensurar a variação da velocidade de grupo com a frequência do sinal é $\beta_2 = d^2\beta/d\omega^2$ [6]. O efeito de se ter $\beta_2 \neq 0$ é o alargamento do pulso no final da fibra. Considerando um pulso de largura espectral $\Delta\omega$ e uma fibra de comprimento L , o alargamento ΔT do pulso é dado por [7]

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega. \quad (2.5)$$

Por costume, utiliza-se o comprimento de onda λ em vez da frequência para determinar o alargamento do pulso. Sabendo então que

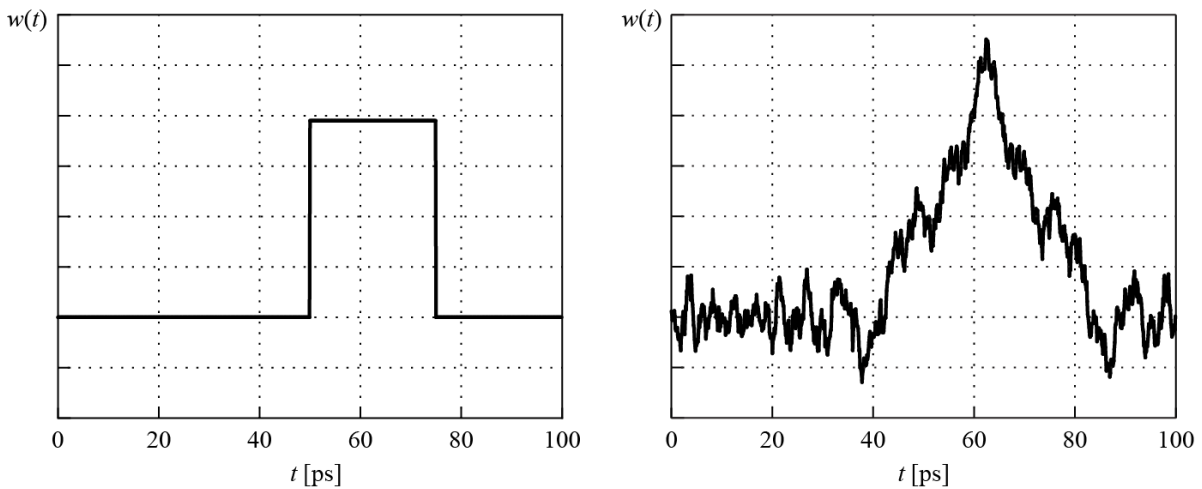
$$\omega = \frac{2\pi c}{\lambda} \quad e \quad (2.6)$$

$$\Delta\omega = \left(-\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right) \Delta\lambda, \quad (2.7)$$

tem-se

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\lambda = DL\lambda, \quad (2.8)$$

em que $D = -2\pi c\beta_2/\lambda^2$ é o parâmetro de dispersão cromática, dado em ps/(km·nm) [7]. A Figura (2.2) mostra o efeito da dispersão cromática em um pulso retangular a uma taxa de 40 Gb/s, com $\lambda = 1,5$ nm em uma fibra de 1 km de comprimento e com $D = 17$ ps/(km·nm). Note que em apenas 1 km de fibra, a dispersão cromática já alterou significativamente a forma do pulso.



(a) Pulso retangular no início da fibra

(b) Pulso deformado após 1 km de fibra

Figura 2.2. Efeito da dispersão cromática em um pulso retangular.

2.1.1.4 Atenuação

Uma das grandes vantagens e principais motivos para utilização da fibra óptica é a grande largura de banda óptica disponível, além de ser caracterizada por baixos níveis de perda de potência [6]. Contudo, certos cuidados devem ser tomados para que os níveis de atenuação na fibra mantenham-se baixos. A perda de potência do sinal na fibra é modelada por [6]

$$P_{\text{out}} = P_{\text{in}}e^{-\alpha L}, \quad (2.9)$$

em que L é o comprimento da fibra, e α , a atenuação da fibra, em np/km. Os principais mecanismos de perda na fibra são a absorção pelo material e o espalhamento de Rayleigh.

A absorção pelo material deve-se à sílica bem como às impurezas contidas na fibra. A absorção pela sílica pura é desprezível na banda utilizada nas comunicações ópticas, em torno de 0,8, 1,3 e 1,6 μm . Por causa do aprimoramento do processo de fabricação da fibra, consegue-se reduzir a níveis insignificantes a quantidade de impurezas na sílica [6]. Portanto, o principal mecanismo de atenuação na fibra óptica é o espalhamento de Rayleigh. Ele é causado pelas flutuações de densidade do meio a nível microscópico. Essas perdas diminuem, porém, com o aumento do comprimento de onda. Entretanto, em comprimentos de onda maiores, a absorção pelo material passa a ser relevante [6]. Então, considerando esses fatores, percebe-se a existência de três janelas de transmissão em comunicações ópticas: 0,8 μm , 1,3 μm e 1,55 μm , conforme a Figura (2.3). Neste trabalho, será utilizada a banda C, 180 nm em torno de 1,55 μm , que possui atenuação em torno de 0,2 dB/km.

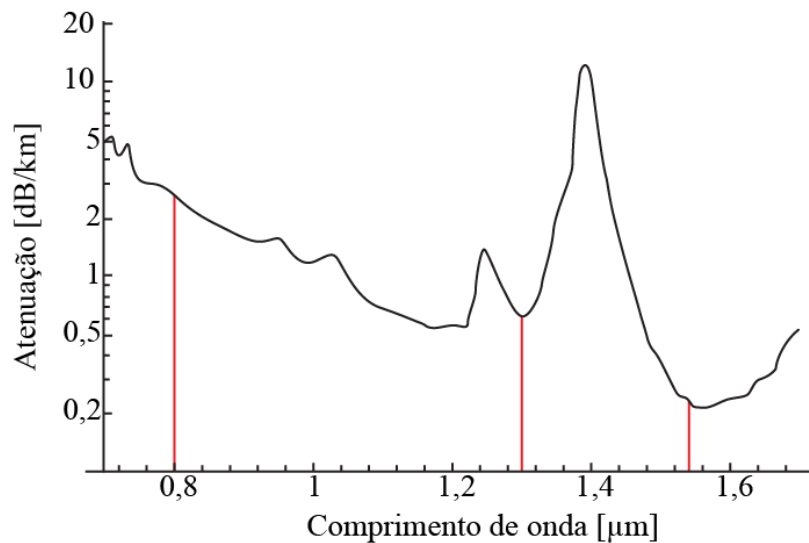


Figura 2.3. Curva de atenuação da sílica em função do comprimento de onda. Adaptada de [6].

2.1.1.5 Efeitos não-lineares

Embora a sílica seja um meio linear quando sujeita a baixos níveis de potência, a resposta da fibra óptica torna-se não-linear quando exposta a um intenso campo eletromagnético [7]. Devido à geometria da fibra, os modos transversais de propagação ficam restritos principalmente ao núcleo, ocupando uma área efetiva que varia de 20 a 110 μm^2 . Nestas condições e dependendo da taxa de *bit* e do nível de potência de transmissão do sinal, a densidade de potência do campo eletromagnético da luz na fibra pode exceder valores da ordem de MW/cm^2 , tornando significativos os efeitos não-lineares [2].

Existem duas categorias de efeitos não-lineares. A primeira é caracterizada pela interação da onda luminosa com fônons (vibrações moleculares) presentes na sílica. Tais interações causam efeitos de espalhamento, sendo os mais importantes o espalhamento estimulado de Brillouin (SBS) e o espalhamento estimulado de Raman (SRS), que envolvem, respectivamente, fônons acústicos e

ópticos. Os efeitos de espalhamento incluem a transferência de energia de uma onda luminosa para outra com outro comprimento de onda e a absorção de energia pelos fônons do meio [6].

A segunda categoria caracteriza-se pela dependência do índice de refração com a intensidade do campo eletromagnético na fibra, o chamado efeito Kerr. Os efeitos mais importantes aqui são a auto-modulação de fase (SPM), a mistura de quatro ondas (FWM) e a modulação de fase cruzada (XPM) em sistemas WDM [6]. O efeito Kerr basicamente faz com que variações no índice de refração da fibra, decorrentes da variação da intensidade do campo elétrico em sistemas com modulação de amplitude, sejam traduzidas como variações na fase do sinal transmitido. Essas alterações na fase, juntamente com a dispersão na fibra, resultam em distorções na forma de onda que aumentam com a potência do sinal transmitido [2].

Percebe-se, por fim, que os efeitos não-lineares da sílica estão intimamente ligados à variação de intensidade do sinal. Todavia, como o escopo deste trabalho limita-se apenas ao desempenho *back-to-back* do sistema simulado, as não-linearidades não serão aprofundadas e seus efeitos serão desprezados nas simulações.

2.1.2 Componentes

Para entendimento completo das redes ópticas, é preciso apresentar seus componentes, explicitados na Figura (2.4). Essa seção detalha os principais elementos dos sistemas ópticos de comunicação.

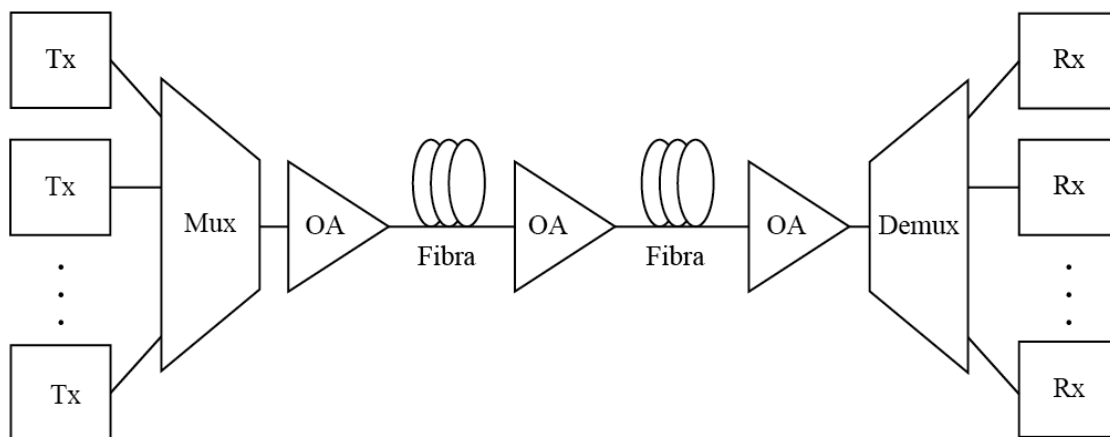


Figura 2.4. Sistema WDM (Tx: transmissor; MUX/DEMUX: multiplexador/demultiplexador; OA: amplificador óptico; Rx: receptor).

2.1.2.1 Amplificadores a fibra dopada com érbio

O comprimento do enlace óptico de transmissão é limitado pelas perdas na fibra. Outros componentes, tais como multiplexadores e acopladores, também adicionam perdas. Após determinada distância da fonte, o sinal torna-se muito fraco para ser detectado. Antes que isso aconteça, é preciso restaurar o nível de potência do sinal. Para isso, dois componentes distintos podem ser utilizados: os regeneradores ou os amplificadores ópticos.

Os regeneradores foram a primeira tecnologia disponível e funcionam realizando a conversão opto-elétron-óptica do sinal. Em primeira instância, eles convertem o sinal óptico para o domínio elétrico, realizam o processamento e recuperação da informação, para posteriormente converter ao domínio óptico e retransmiti-lo. Estes dispositivos são específicos à taxa de *bit*, ao formato de modulação e ao comprimento de onda utilizado, tornando necessária a aquisição de vários deles para um sistema WDM, e pior ainda, sua completa troca em caso de melhorias no sistema [6].

Os amplificadores ópticos, por sua vez, têm diversas vantagens em relação aos regeneradores. Possuem elevado ganho dentro de uma extensa faixa de banda, são insensíveis à taxa de transmissão e formatos de modulação. Desta forma, são necessários menos amplificadores do que regeneradores para um sistema WDM, além de proporcionarem escalabilidade aos sistemas, já que não precisam ser totalmente trocados no caso de melhorias futuras [6]. A amplificação da luz incidente nos amplificadores é feita por meio da emissão estimulada, o mesmo mecanismo utilizado nos *lasers* [7]. Um campo eletromagnético incidente, cuja frequência f satisfaz a equação

$$hf = E_2 - E_1, \quad (2.10)$$

em que h é a constante de Planck, induz transições de átomos entre os níveis de energia E_1 e E_2 , sendo $E_2 > E_1$. A emissão estimulada é o processo no qual a incidência desse campo eletromagnético provoca transições do nível de maior energia para o de menor energia, que são acompanhadas por emissão de fótons. O processo contrário, quando a transição ocorre do menor para o maior nível de energia, provoca a absorção. Há ainda, a emissão espontânea, que se refere quando uma transição ocorre de E_2 para E_1 se este nível estiver desocupado e um fóton é emitido espontaneamente. Por isso, para que se consiga amplificar o sinal, a emissão deve ser maior do que a absorção (Figura 2.5). Da teoria quântica, sabe-se que no equilíbrio térmico a taxa de transições de E_1 para E_2 é igual à taxa de E_2 para E_1 , comumente denotada por r . Se as populações, isto é, o número de átomos, nesses níveis de energia são N_1 e N_2 , respectivamente, o aumento da energia por unidade de tempo é $(N_2 - N_1)rhf$. A condição $N_2 > N_1$ para que ocorra a amplificação é conhecida por inversão de população [6]. O amplificador é bombeado opticamente para que se consiga a inversão de população e, conseqüentemente, seja gerado um ganho óptico. Este ganho depende da frequência e da intensidade do sinal incidente e também das características do sinal de bombeio [7].



Figura 2.5. Processos de absorção e emissão de fótons. A população de inversão ocorre quando o número de átomos é maior em E_2 do que em E_1 . Adaptada de [6].

Nos amplificadores ópticos, o processo de dopagem da fibra com elementos terra-rara possibilita que seu comprimento de onda de operação e sua largura de banda sejam determinados não pela sílica, mas sim pelo material dopante. Diferentes elementos terra-rara, como érbio, hólmio, neodímio, samário e túlio, permitem construir amplificadores ópticos que operam na faixa de 0,5 a 3,5 μm de comprimento de onda. O amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA) opera na região de 1,55 μm , justamente a faixa de menor atenuação da fibra, e por isso possibilitou o extenso crescimento das redes ópticas em meados dos anos 1990, uma vez que permitiu que grandes distâncias fossem atingidas sem a necessidade dos custosos regeneradores de sinal [7].

O processo de amplificação no EDFA (Figura 2.6), contudo, é sempre associado à introdução de ruído de emissão espontânea amplificada (ASE). O ruído gerado é fator limitante definitivo para aplicações em sistemas ópticos [7]. O impacto do ruído ASE sobre um único EDFA é quantificado pela figura de ruído F_n , definida como

$$F_n = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}, \quad (2.11)$$

em que a SNR refere-se ao sinal elétrico gerado quando o sinal óptico é convertido em corrente elétrica, contendo apenas ruído de recombinação elétron-lacuna (ruído *shot*) na entrada e com ruído de batimento sinal-ruído dominante na saída [6][7]. Tipicamente, EDFAs possuem figuras de ruído na faixa de 4 a 7 dB.

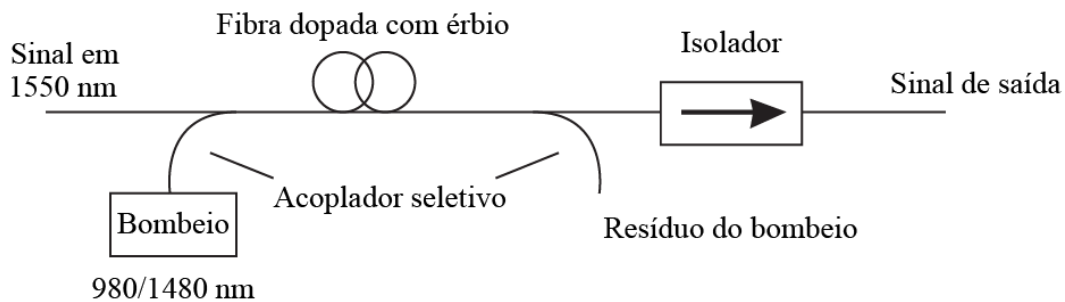


Figura 2.6. Princípio de funcionamento do EDFA. O sinal óptico de bombeio, em frequência diferente do sinal a ser amplificado para evitar mistura dos sinais, promove a inversão de população. O isolador deixa passar o sinal em 1550 nm. Adaptada de [6].

2.1.2.2 Lasers semicondutores

O *laser*, representado na Figura (2.7), é a fonte de luz mais utilizada nos sistemas ópticos. Seu princípio de funcionamento baseia-se na emissão estimulada associada à realimentação positiva, que, na grande maioria dos casos, acontece nas cavidades do material semicondutor de fabricação do *laser*, ou, menos frequentemente, em fibras dopadas com érbio [6].

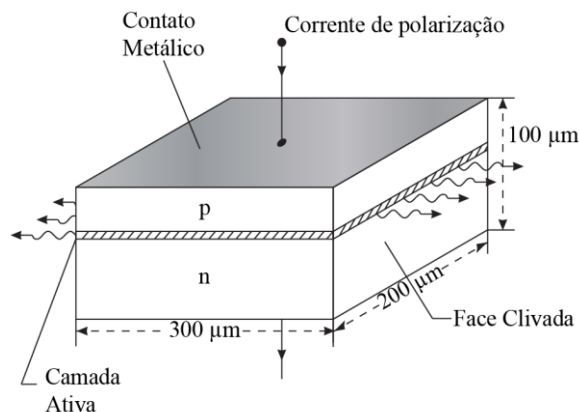


Figura 2.7. Estrutura do *laser* semicondutor. Uma camada ativa fina é colocada entre uma junção p-n de outro semicondutor. Uma corrente de polarização é injetada nos contatos metálicos e as faces clivadas passam a emitir luz. Adaptada de [7].

Os *lasers* semicondutores são utilizados como transmissores em sistemas WDM. Para isso, é interessante que produzam sinais de saída com potência relativamente alta, na faixa de 0~10 dBm. Devem possuir também largura espectral mínima, para que canais adjacentes não se interfiram, e capacidade de ajuste de frequência da onda emitida, além de robustez à variação de temperatura [6]. A luz emitida por um *laser* semicondutor apresenta variações na intensidade, na fase e na frequência, mesmo que sua corrente de polarização apresente flutuações desprezíveis. Os mecanismos de ruído presentes no *laser* são o ruído de recombinação elétron-lacuna e ruído de emissão espontânea, sendo este dominante. Um fóton emitido espontaneamente, com fase aleatória, soma-se ao campo coerente do *laser* e provoca um distúrbio na sua fase e na sua amplitude. As variações na amplitude fazem com que ruído seja adicionado ao sinal, o que limita a SNR na saída do *laser*. O ruído de fase, por outro lado, devido a uma largura espectral não-nula, causa interferência em portadoras vizinhas na transmissão WDM e é especialmente prejudicial em sistemas modulados em fase, por provocar rotações aleatórias nas constelações [7].

2.1.2.3 Moduladores ópticos

Para inserir informação em uma onda luminosa é preciso modular a onda portadora com o sinal que contém o conjunto de dados. Existem duas maneiras distintas de realizar a modulação óptica: pela modulação direta, ou seja, alterando-se a corrente de polarização do *laser*; ou pela utilização de um modulador externo. A modulação direta, apesar de simples e barata, é desvantajosa, pelo fato de causar variações na frequência do pulso (*chirp*), o que provoca alargamento de seu espectro [6].

Um modulador externo, colocado logo após a fonte de luz, permite que esquemas mais complexos de modulação sejam realizados. Uma das alternativas para este fim é o modulador Mach-Zehnder (MZM). O MZM (Figura 2.8) é formado por dois acopladores interconectados por uma região que contém niobato de lítio. Esse material possui a capacidade, pelo chamado efeito eletro-óptico, de mudar seu índice de refração quando sujeito a ação de um campo elétrico. Assim, dependendo da tensão aplicada, os sinais da fonte luminosa das entradas interferem-se construtiva ou destrutivamente na saída, uma vez que ao mudar o índice de refração do meio, muda-se também a velocidade de propagação da onda, e, conseqüentemente, a fase com que chega ao final da região de conexão. Com esse dispositivo é possível, então, fazer com que o sinal óptico modulado possua a forma de onda da tensão do sinal modulante [6]. Todavia, note que, o MZM apenas modula em amplitude. Para realizar modulação em fase, utiliza-se MZMs aninhados e deslocadores de fase. A Figura (2.9) mostra como se dá a transferência de potência óptica quando o MZM é modulado por um sinal elétrico. A diferença de tensão requerida para alterar a fase do sinal em um dos braços do modulador em π radianos, permitindo assim que o MZM troque de transferência total de potência para extinção total de potência, é denominada V_π .

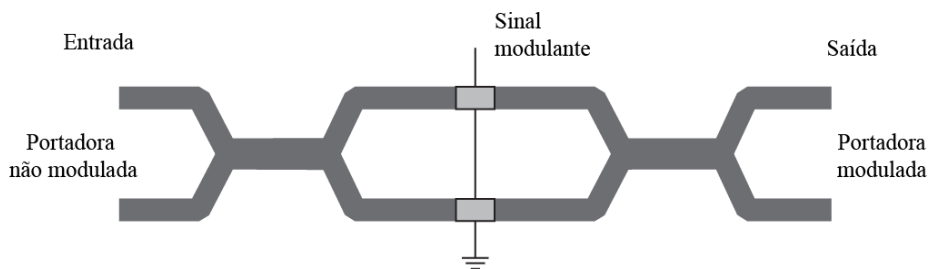


Figura 2.8. Estrutura básica do MZM. Adaptada de [6].

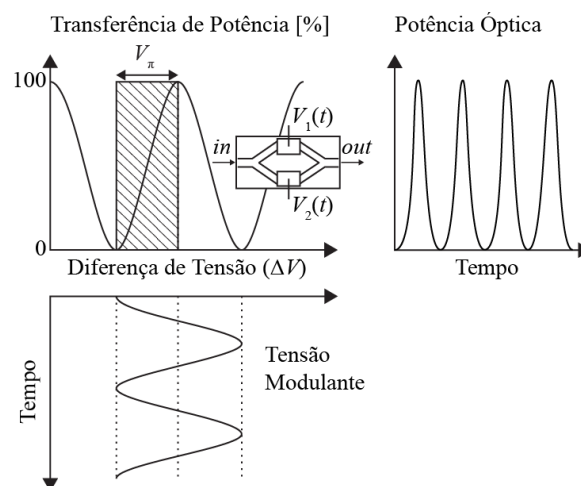


Figura 2.9. Transferência de potência óptica quando o sinal modulante é aplicado ao MZM. Adaptada de [1].

2.1.2.4 Fotodetectores

Depois que o sinal é transmitido pela fibra e atinge seu destino, é preciso convertê-lo para o domínio elétrico, a fim de recuperar a informação. Essa conversão é feita por fotodetectores, que são dispositivos capazes de gerar uma corrente elétrica proporcional à potência óptica incidente [6]. O

princípio de funcionamento dos fotodetectores é o efeito fotoelétrico, no qual fótons incidentes no material semiconductor são absorvidos por elétrons na banda de valência. Com a energia adquirida, esses elétrons são excitados para a banda de condução, deixando uma lacuna na banda de valência e criando, assim, uma zona de depleção. Quando uma tensão externa é aplicada ao material semiconductor, os pares elétron-lacuna da zona de depleção dão origem à denominada fotocorrente [6].

O processo de criação da zona de depleção em uma junção p-n simples (Figura 2.10(a)) é lento, por causa da difusão de pares elétron-lacuna, e compromete a detecção. Para melhorar a eficiência do fotodetector, uma camada de um semiconductor levemente dopado é introduzida no meio da junção p-n para aumentar a zona de depleção. Nestes dispositivos, denominados fotodiodos p-i-n (Figura 2.10(b)), a zona de depleção estende-se por toda a região intrínseca, o que aumenta a área de absorção da luz e proporciona aumento na eficiência, razão entre a potência absorvida e potência incidente, e na responsividade, razão entre corrente média produzida e potência incidente, do fotodiodo [6].

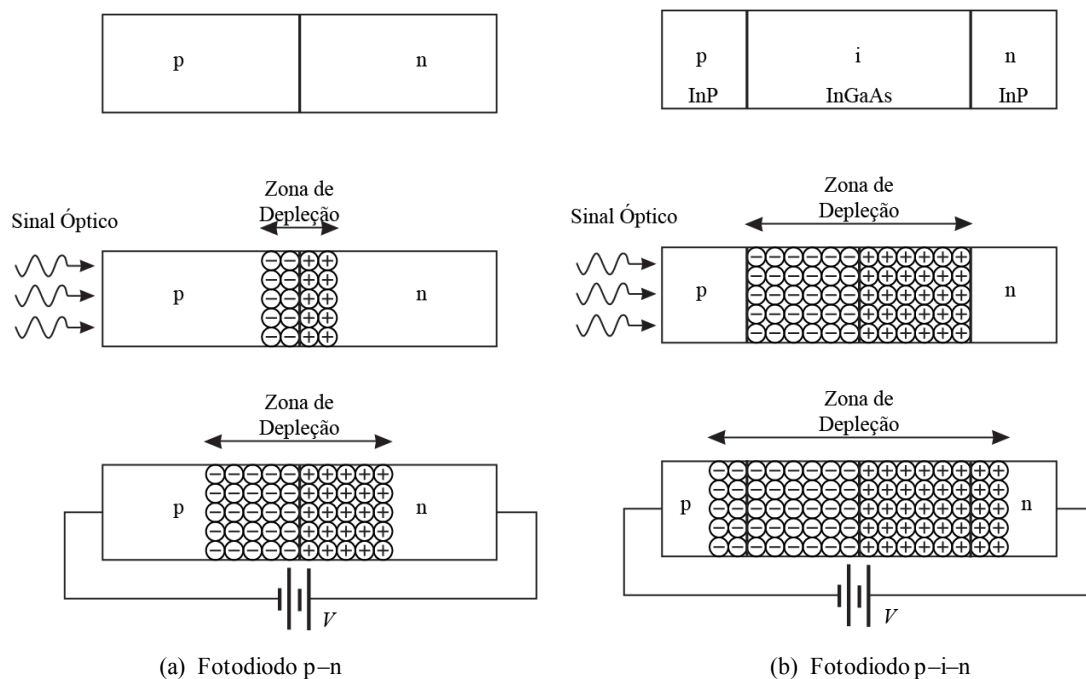


Figura 2.10. Fotodetectores e zonas de depleção. Nos fotodetectores, a junção é reversamente polarizada. Adaptada de [6].

Conquanto o fotodiodo p-i-n tenha maior responsividade do que o p-n, ela ainda é limitada pelo fato de que um fóton pode gerar apenas um elétron quando absorvido. Todavia, se o elétron gerado estiver sujeito a campo elétrico intenso, ele pode adquirir energia suficiente para excitar outros elétrons da banda de valência para a banda de condução. Em uma fibra cilíndrica com índice de refração com perfil degrau, a banda de condução. Esses pares elétron-lacuna secundários podem gerar ainda mais pares se os elétrons adquirirem também a energia necessária para tal. Esse processo é chamado efeito de avalanche. O fotodiodo de avalanche (APD) baseia-se nesse princípio.

2.1.3 Mecanismos de ruído

O sinal elétrico, convertido pelo fotodetector, contém três fontes de ruído. São elas o ruído térmico, o ruído *shot* e, em sistemas amplificados, o ruído ASE. O ruído térmico está presente em todos os sistemas de comunicação que não se encontram à temperatura de 0 K, ou zero absoluto. É devido à agitação térmica das cargas e é regido por um processo aleatório gaussiano dependente da temperatura, mas independente da frequência dentro da banda de transmissão. Por isso, é chamado ruído branco e é maior quanto maior for a banda elétrica do receptor [6].

Como explicado na Seção 2.1.2.4, a conversão do sinal óptico em corrente elétrica é feita pela detecção de fótons no fotodetector. Entretanto, a chegada de fótons no detector possui natureza aleatória, modelada por uma distribuição de Poisson, o que define o ruído *shot*. Sendo assim, ocorrem variações na corrente por causa desse mecanismo de ruído, independente frequência. A variância do ruído *shot* é proporcional à banda elétrica do receptor [6], e sua influência na recepção do sinal também será observada neste trabalho.

Dentre esses mecanismos de ruído, o ruído ASE é o predominante nos sistemas ópticos atuais. Ele acontece nos amplificadores ópticos e nos *lasers*. Caracterizado pela geração de fótons com fase e polarização aleatórias por emissão espontânea, é especialmente limitante em situações de pré-amplificação no receptor ou de amplificação em cascata ao longo do enlace, nas quais o ruído se soma a cada amplificador [2].

Em um fotodiodo com responsividade R de um receptor com detecção direta, cujo sinal de entrada é o sinal óptico $E(t)$ acrescido do ruído ASE $N(t)$, a fotocorrente de saída $i(t)$ é dada por [2][8]

$$\begin{aligned} i(t) &= R \cdot |E(t) + N(t)|^2 + i_{sh} + i_{th} \\ &= R \cdot (|E(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2\text{Re}\{E(t)N^*(t)\}) + i_{sh} + i_{th}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

em que termo $|E(t)|^2$ é intensidade do sinal elétrico de saída, $|N(t)|^2$ é o ruído de batimento ruído-ruído, $2\text{Re}\{E(t)N^*(t)\}$ é o ruído de batimento sinal-ruído, e i_{sh} e i_{th} são os ruídos shot e térmico respectivamente. O ruído de batimento ruído-ruído é a emissão estimulada de fótons pelo próprio ruído ASE. Neste caso, fótons de menor frequência são mais prováveis de serem liberados, já que necessitam de menos energia para tanto. No caso do batimento sinal-ruído, tem-se um ruído branco limitado pela banda óptica do próprio sinal, mas também proporcional a sua potência óptica [6]. Finalmente, considerando todos os principais mecanismos de ruído, a fotocorrente na saída do receptor tem densidade espectral de potência (PSD) como mostra a Figura (2.11).

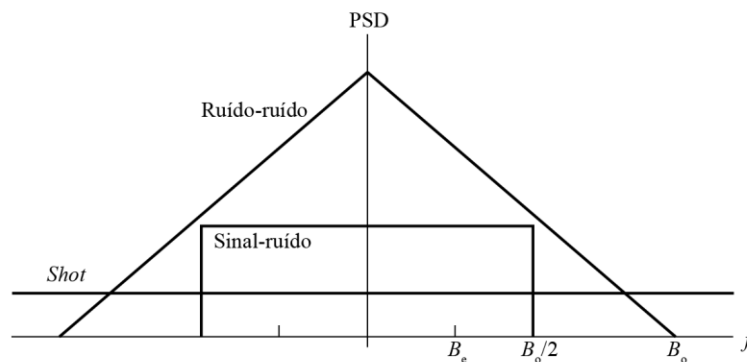


Figura 2.11. Densidade espectral de potência da fotocorrente para cada mecanismo de ruído. Adaptada de [6].

2.1.4 Relação sinal-ruído óptica

A relação sinal-ruído óptica é definida como a razão entre a potência óptica do sinal e a potência do ruído medida em ambas as polarizações e em uma banda óptica de referência de 12,5 GHz. O fato de a banda de referência ser independente da taxa de transmissão é devido a razões históricas: 0,1 nm, que corresponde a 12,5 GHz para $\lambda = 1,5 \mu\text{m}$, é uma resolução conveniente de largura de banda de analisadores de espectro ópticos que são utilizados para medir a OSNR [2].

Em um sistema bem projetado, os ruídos de batimento dominam sobre os outros mecanismos de ruído. Portanto, o desempenho do receptor, limitado pelo ruído ASE, é caracterizado pela OSNR requerida para que se atinja uma BER específica [2]. Matematicamente,

$$OSNR = \frac{P_{in}}{2N_0B_{ref}}, \quad (2.13)$$

em que $P_{in} = E_b R_b$ é a potência média do sinal na entrada do receptor, E_b , a energia média de cada *bit*, R_b , a taxa de *bit*, N_0 , a densidade espectral de potência do ruído na entrada do receptor, e B_{ref} , a banda de referência para o cálculo da OSNR.

De acordo com Bosco *et al.* [1], em uma transmissão PM-QPSK, para se atingir um BER = 4×10^{-3} máxima, é necessário ter $E_b/N_0 = 5,45$ dB. Para uma taxa de *bit* $R_b = 111$ Gb/s e considerando uma banda de referência $B_{ref} = 12,5$ GHz, então a OSNR mínima requerida para que esta taxa de erro de *bits* seja atingida é de 11,92 dB, que será referida como limite ASE do sistema.

2.1.5 Eficiência espectral

A largura de banda (Δf ou $\Delta \lambda$) disponível na fibra óptica pode ser medida em termos de comprimento de onda ou em termos de frequência, que se relacionam por

$$\Delta f \cong \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda. \quad (2.14)$$

Por outro lado, a largura de banda útil é definida como a região na qual a perda por quilômetro está dentro de até duas vezes seu valor mínimo. Na banda C, a largura desta banda é de aproximadamente 180 nm, o que corresponde a quase 22,5 THz apenas nesta região [6].

Surge daí, o conceito de eficiência espectral, que, para um sinal digital, é definida como a razão entre a sua taxa de *bit* e largura de banda ocupada por ele. A SE depende do tipo de modulação e codificação utilizadas. Os atuais sistemas WDM, com canais espaçados de 50 GHz, conseguem operar a uma taxa máxima de 100 Gb/s, o que significa uma SE = 2 b/s/Hz e capacidade máxima de 45 Tb/s na banda C. Entretanto, capacidades mais elevadas podem ser atingidas, graças ao uso de formatos de modulação multinível baseados em multiplexação de polarização e detecção coerente, tornando possível, também, aumentar a eficiência espectral para vários b/s/Hz e atingir taxas ainda maiores por canal [6].

2.1.6 Detecção coerente

A grande maioria dos sistemas ópticos de comunicação atuais utiliza a detecção direta, que se baseia na medição da intensidade da luz. Embora seja extremamente simples, esse tipo de detecção é bastante limitado pela baixa robustez ao ruído, por possibilitar apenas modulações de amplitude, notadamente o OOK (*On-Off Keying*), e pelo fato de o mapeamento não linear do campo na corrente da detecção direta dificultar a compensação de efeitos lineares como a CD e a PMD [8].

Existe, porém, outro tipo de detecção, feita por receptores coerentes. Neste caso, o sinal que chega ao receptor é misturado com o sinal do laser oscilador local (LO), que fornece ganho óptico e aumenta a sensibilidade no receptor a níveis melhores do que sistemas OOK amplificados com EDFAs. Além disso, os sistemas coerentes permitem formatos de modulação multinível e multiplexação de polarização, aumentando muito a SE do sistema [8].

Um receptor coerente pode requerer mecanismos de recuperação de fase, que podem ser implementados no domínio elétrico ou óptico, a fim de capturar a fase do sinal recebido. Esses receptores são denominados síncronos e proveem desempenho máximo em sistemas coerentes em regime linear. Sem recuperação de fase, o receptor é chamado assíncrono e precisa realizar a detecção pela potência ou pelo envelope do sinal recebido [8].

Para detectar um sinal PM-QPSK, utilizam-se detectores coerentes baseados em fotodetectores balanceados (Figura 2.12), cujo funcionamento é explicado a seguir. Considere que o campo elétrico do sinal recebido tem a forma

$$E_S(t) = (A_S(t)e^{j\varphi_S(t)} + N_S(t))e^{j\omega_c t}, \quad (2.15)$$

em que $A_S(t)$ é a amplitude do sinal, $\varphi_S(t)$, a fase, ω_c , a frequência da portadora e $N_S(t)$, o ruído ASE adicionado ao sinal, e o campo elétrico do oscilador local com amplitude $A_{LO}(t)$, ruído $N_{LO}(t)$ do *laser* e frequência angular ω_{LO} tem a forma

$$E_{LO}(t) = (A_{LO} + N_{LO}(t))e^{j\omega_{LO}t}, \quad (2.16)$$

então, o campo total na entrada do fotodiodo do braço superior, conforme a Figura (2.13), é $(E_S(t) + E_{LO}(t))/\sqrt{2}$. Logo, a fotocorrente nesse detector com responsividade R , desprezando o ruído térmico, é

$$i_1(t) = \frac{R}{2}|E_S(t) + E_{LO}(t)|^2 + i_{sh_1}. \quad (2.17)$$

Analogamente, no fotodetector do braço inferior, no qual o campo total é $(E_S(t) - E_{LO}(t))/\sqrt{2}$, a fotocorrente é dada por

$$i_2(t) = \frac{R}{2}|E_S(t) - E_{LO}(t)|^2 + i_{sh_2}. \quad (2.18)$$

Considerando um receptor homódino, no qual as frequências e as fases do sinal e do LO são idênticas, finalmente, a corrente total $i(t) = i_1(t) - i_2(t)$ é

$$\begin{aligned} i(t) &= 2R\text{Re}\{E_S(t)E_{LO}^*(t)\} \\ &= 2RA_{LO}A_S(t)\cos(\varphi_S(t)) + 2R\text{Re}\{A_{LO}(t)N_S(t) + A_S(t)e^{j\varphi_S(t)}N_{LO}(t) + N_S(t)N_{LO}(t)\} + i_{sh}. \end{aligned} \quad (2.19)$$

O primeiro termo à direita da igualdade representa o sinal detectado já em banda base e com ganho óptico igual a $2A_{LO}$. Os segundo e terceiro termos são os ruídos de batimento e o ruído *shot*, respectivamente [8].

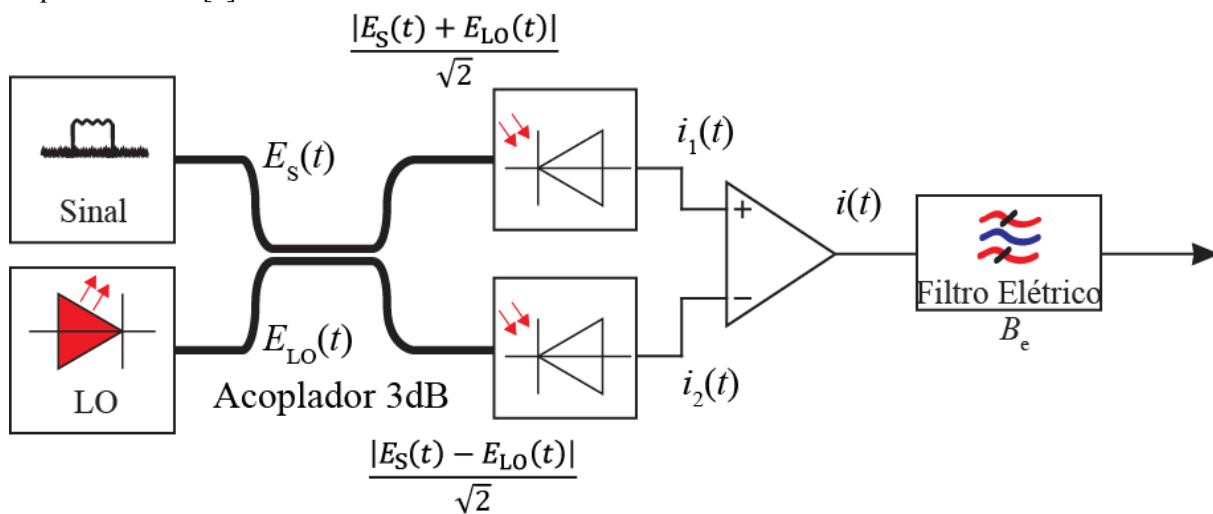


Figura 2.12. Detector coerente baseado em fotodetectores balanceados. Adaptada de [8].

2.2 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA

A princípio, sistemas de comunicação ópticos podem exceder capacidades da ordem de Tb/s por causa da grande largura de banda do canal. Em sistemas práticos, há até alguns anos, porém, a taxa de *bit* era restrita a poucos Gb/s, principalmente devido a limitações impostas por efeitos de dispersão e não-linearidades e à velocidade dos componentes eletrônicos [7]. Desde então, a forma mais simples de ampliar a capacidade desses sistemas é a transmissão de múltiplos canais pela mesma fibra. A multiplexação de canais resolveu, principalmente, o problema do gargalo eletrônico dos sistemas de comunicação, no qual os dispositivos optoeletrônicos não conseguiam processar a informação a taxas tão elevadas. Com múltiplos canais, a taxa de transmissão de cada um pode se manter razoavelmente baixa, o que permite grandes capacidades pela combinação de todos os canais.

A multiplexação de canais pode ser feita de diversas formas, tais como por divisão de tempo (TDM) ou por divisão de frequência (FDM). A técnica que, todavia, chamou mais atenção, desde a década de 1990, é a multiplexação por divisão de comprimento de onda, o WDM, que nada mais é do que o FDM no domínio óptico. O papel do WDM para enlaces de longa distância nas redes ópticas é simplesmente aumentar a taxa de *bit* total [7]. Nessa forma de multiplexação, as saídas dos vários transmissores, cada um operando a sua própria frequência, são acopladas e o sinal resultante é lançado na fibra. Na outra ponta do enlace, o demultiplexador envia cada canal para seu respectivo receptor. Quando N canais são transmitidos simultaneamente, cada um a taxas $B_1, B_2, \dots, e B_N$, por uma fibra de comprimento L , o produto vazão \times distância torna-se [7]

$$BL = (B_1 + B_2 + \dots + B_N)L. \quad (2.20)$$

Para taxas iguais, a capacidade do sistema é ampliada por um fator N . Essa técnica permite, portanto, aumentar rapidamente a capacidade das redes ópticas, ao passo que a instalação de novas fibras pode demorar meses ou anos [6]. Ademais, o WDM foi ainda mais impulsionado pelo advento do EDFA, que reduziu drasticamente o custo de sistemas de longa distância ao substituir os regeneradores de sinal ao longo do enlace. Finalmente, vê-se, nos dias atuais, o avanço dos sistemas WDM de longa distância e altíssimas capacidades, agora com regeneradores posicionados a milhares de quilômetros uns dos outros e com centenas de canais multiplexados e com espaçamento de 50 GHz entre eles [6].

Há, contudo, maneiras de se multiplexar ainda mais canais na banda de transmissão do sistema WDM. Para isso, basta diminuir o espaçamento entre eles. Isso motivou o desenvolvimento de uma nova teoria por trás dos sistemas ópticos de altas capacidades, a teoria de supercanais. Essa teoria, especificamente com o uso de pulsos de Nyquist, será mais detalhada e brevemente comparada com o CO-OFDM no Capítulo 3, onde é explicada a construção desses pulsos, bem como vantagens, desvantagens e desafios da técnica Ny-WDM.

3 SUPERCANAIS DE NYQUIST

3.1 INTRODUÇÃO

Com o desenvolvimento de sistemas coerentes, abriu-se outro leque de possibilidades, nas quais o intervalo de guarda entre os canais ópticos pode ser ainda menor e até mesmo nulo. Os canais são posicionados tão próximos uns dos outros que eles são processados pela rede óptica como se fosse um único e grande canal, chamado de supercanal. Supercanais são caracterizados por elevada eficiência espectral, que pode ser atingida por duas abordagens. Primeiramente, pode-se atingir uma alta SE com o uso de formatos de modulação multinível e detecção coerente. Em segundo lugar, é possível utilizar técnicas de modelagem de pulsos [9].

As técnicas de modelagem de pulsos em foco na maioria dos estudos atuais são a CO-OFDM e a Ny-WDM. Ambas prometem multiplexação sem penalidades de interferência entre canais a altas eficiências espectrais. No CO-OFDM, pulsos retangulares são utilizados para codificar os dados nas subportadoras, que sobrepostas formam o símbolo OFDM [9]. No Ny-WDM, tema deste trabalho de conclusão de curso, pulsos com formato da função $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ codificam as portadoras, que, por sua vez, possuem espectro retangular. Assim, devido a essa forma retangular, é possível minimizar a utilização do espectro e reduzir a banda de guarda entre os canais [4].

3.2 PULSOS DE NYQUIST

Um pulso de Nyquist é aquele cuja largura de banda é limitada a metade da taxa de amostragem e é caracterizado por ser livre de ISI nos instantes de amostragem, ou matematicamente,

$$p(nT_s) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}. \quad (3.1)$$

A função $\text{Ny}(t) = \pi \text{sinc}(\pi t/T_s)$ produz um pulso que satisfaz a Eq. (3.1) e possui espectro retangular com largura de banda exatamente igual à frequência de Nyquist, isto é, a maior componente de frequência que pode ser corretamente representada na reconstrução do sinal para que não ocorra dobramento espectral [3][10]. Sabendo que o primeiro zero da função $\text{Ny}(t)$ acontece em $t = T_s$, essa função terá espectro retangular com largura de banda passante $B = R_s = 1/T_s$, que é a taxa de símbolos [1]. Justamente por isso, é que vários canais podem ser multiplexados a uma distância mínima, em frequência, $\Delta f = R_s$.

A modelagem de pulsos pode ser feita no domínio elétrico ou no domínio óptico. Esse processo no domínio óptico é relativamente complicado e custoso, pois exige o uso de filtros ópticos, compostos de lentes, espelhos e grades de difração, que modelam o sinal até que ele adquira um espectro quase retangular [11]. No domínio elétrico, a modelagem também pode ser feita por meio de filtragem do sinal, mas torna-se mais simples e barata se for implementada em um DSP. Para implementar um transmissor Nyquist em processador digital de sinais, os pulsos produzidos devem ser finitos e causais, propriedades que a função sinc não possui. Por isso, esses pulsos no domínio digital devem ser truncados e deslocados. Isso, porém, provoca um alargamento no seu espectro (Figura 3.1) e, portanto, deve-se considerar uma escolha entre a forma do espectro e a duração do pulso [3].

Observe que quanto maior a duração do pulso digital de Nyquist, mais os lobos secundários são suprimidos, e mais o espectro assume um formato retangular. No entanto, eles sempre existirão e a interferência intercanal nunca será completamente nula, mas é minimizada no caso em que se utiliza um filtro passa-baixas para modelar o espectro do pulso.

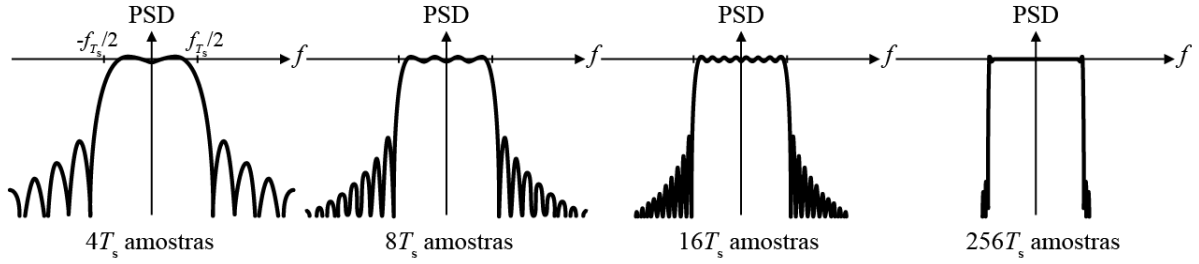


Figura 3.1. Formato do espectro de um pulso sinc truncado. Quanto maior a duração do pulso, isto é, quanto maior o número de amostras no domínio do tempo, mais retangular é o formato do espectro. Adaptada de [2].

3.3 MODELAGEM DE ONDA

A modelagem da onda é o processo no qual os *bits* de informação são modulados em pulsos de Nyquist. A sequência de dados irá compor, no final da modelagem, uma forma de onda que é a soma de vários pulsos de Nyquist temporalmente deslocados e com ISI nula. Seja uma sequência de *bits* $b[n]$ e uma sequência $x[n]$ dada por

$$x[n] = e^{j\pi(1-b[n])} = \begin{cases} +1, & b[n] = 1 \\ -1, & b[n] = 0 \end{cases}. \quad (3.2)$$

Observe que $x[n]$ é um trem de impulsos com fase 0 ou π . Sabe-se que a transformada de Fourier da convolução entre um trem de impulsos $\delta_{T_s}(t)$ distanciados por T_s no tempo e um pulso genérico $w(t)$ é dada por [10]

$$\delta_{T_s}(t) * w(t) \stackrel{\mathfrak{F}}{\Leftrightarrow} R_s \delta_{R_s}(f) \cdot W(f), \quad (3.3)$$

portanto,

$$\begin{aligned} R_s \delta_{R_s}(f) \cdot W(f) &= R_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} W(f) \cdot \delta(f - nR_s) \\ &= R_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} W(f - nR_s). \end{aligned} \quad (3.4)$$

Pela transformada inversa de Fourier, isso leva a [10]

$$\delta_{T_s}(t) * w(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w(t - nT_s), \quad (3.5)$$

que é o somatório de uma sequência de pulsos deslocados à taxa de símbolos $R_s = 1/T_s$.

Por conseguinte, a forma final da onda para cada sequência de *bits* modelada desta maneira com pulsos de Nyquist é o somatório de pulsos sinc, com fase 0 ou π , distanciados pelo tempo entre símbolos T_s . Esse raciocínio é representado graficamente na Figura (3.2). Observe que a curva em preto representa o somatório de todos os pulsos sinc, em vermelho. Nos instantes de amostragem, a ISI é nula, pois os pulsos são defasados por T_s no tempo. Isso mostra que a modelagem de onda, no domínio elétrico, pode ser realizada pelo DSP como uma convolução entre a sequência de *bits* e o

pulso de Nyquist. Essa modelagem é realizada para cada sequência de *bits*, que posteriormente serão moduladas em fase e quadratura, compondo um sinal QPSK.

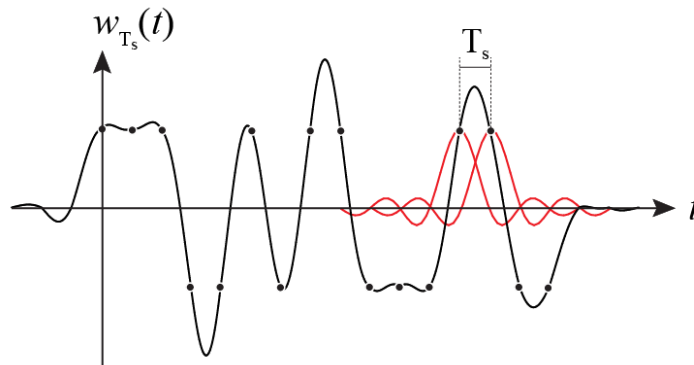


Figura 3.2. Curva resultante (em preto) da modelagem com pulsos de Nyquist (em vermelho) para uma sequência de *bits*. Os demais pulsos sinc foram suprimidos para melhor visualização. Adaptada de [2].

3.4 EFICIÊNCIA ESPECTRAL MÁXIMA

Com modelagem de pulsos de Nyquist, a banda B de cada canal é numericamente igual e limitada à taxa de símbolos R_s , o que acaba por maximizar a eficiência espectral. Em um sistema coerente Ny-WDM com N canais, multiplexação de polarização, constelação de tamanho M e banda de guarda nula, a eficiência espectral, em b/s/Hz, é

$$SE = \frac{R_{b\text{total}}}{BW_{\text{total}}} = \frac{N \cdot R_s \cdot 2 \cdot \log_2 M}{N \cdot B} = 2 \log_2 M. \quad (3.6)$$

Assim, para esquemas do tipo PM-QPSK, por exemplo, a eficiência espectral é de 4 b/s/Hz para sistemas sem codificação e capacidade máxima na banda C, em torno de 1,55 μm , é de 90 Tb/s. Para esquemas superiores, como PM-8QAM ou PM-16QAM, esses valores são ainda mais elevados.

4 SIMULAÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

No arranjo de simulação desenvolvido, criou-se, em um primeiro momento, um ambiente-base que contém os elementos característicos de um enlace óptico. Após isso, testou-se a técnica da modelagem de pulsos, ao simular uma transmissão PM-QPSK tal qual feito por Bosco *et al.* [1]. Aqui, no entanto, foram simulados três canais e 2^{14} símbolos por canal, ao passo que eles simularam nove canais e 2^{16} símbolos por canal. Essa diferença deveu-se à limitação do uso de memória dos computadores imposta pelo PHOTOSS[®], que será mais bem explicada à frente. Por fim, o sinal recebido passa por algoritmos de processamento digital de sinais para a correção e compensação das distorções inseridas pelos componentes, para enfim prosseguir à coleta dos resultados.

4.2 BREVE APRESENTAÇÃO DO PHOTOSS[®]

O PHOTOSS[®] é um *software* de simulação para o projeto e análise de enlaces ponto-a-ponto em fibra óptica. Possui uma interface gráfica que torna intuitiva a tarefa de montar uma rede óptica, além de uma extensa biblioteca de componentes, que podem ser configurados para atender as necessidades da simulação desejada.

A simulação padrão no PHOTOSS[®] consiste de duas sub-rotinas: a parametrizada (*parameterized run*) e a amostrada (*sampled run*). Na primeira, o programa propaga por toda a rede a estrutura *ChannelData*, que contém N vetores com os dados de cada um dos canais da simulação. O objetivo desta sub-rotina é obter uma estimativa rápida dos parâmetros mais relevantes do sistema, como potência média do sinal e níveis de dispersão antes de o sinal ser de fato transmitido pela fibra. Trata-se de uma rotina de verificação computacional e, por isso, não representa uma simulação exata dos efeitos físicos, uma vez que não contém informação do sinal amostrado, mas é útil para detectar erros e alocar memória dos componentes [12].

Na segunda sub-rotina, os sinais elétricos e ópticos são quantizados e amostrados em uma estrutura chamada *Signal*, que além de possuir os vetores contendo o sinal complexo amostrado, também possui dados da frequência central do canal, dos planos de polarização e do tipo do sinal (elétrico ou óptico). Essa abordagem se faz necessária para que todos os efeitos físicos e fenômenos transientes sejam considerados. Por tal motivo, é mais lenta e consome mais memória do que a primeira [12].

No decorrer da simulação, foram observados também alguns desafios impostos pelo PHOTOSS[®]. Por exemplo, é intuitivo concluir que quanto mais amostras por *bit* e mais *bits* por bloco forem utilizados, maiores serão a memória e o tempo necessários para a realização da simulação. Assim, surge uma limitação para o número total de amostras (*samples per block*). Mais ainda, a integração do PHOTOSS[®] com o MATLAB[®] exigiu que um tipo específico de simulação fosse realizado, a chamada simulação combinada (*combined simulation*). Nesse caso, o simulador ao invés de executar cada uma das duas sub-rotinas, explicadas acima, para toda a rede óptica de uma única vez, as executa alternadamente para cada componente. Isso, entretanto, força a simulação de apenas um bloco de *bits*. Então esses dois fatores acabaram por restringir a capacidade de simulação do sistema proposto, e foi preciso supor algumas limitações nos resultados, principalmente no que se refere à OSNR requerida para uma dada BER.

4.3 CRIAÇÃO DO AMBIENTE-BASE

O ambiente-base da simulação é apresentado na Figura (4.1). Como dito anteriormente, são simulados três canais PM-QPSK operando a uma taxa de símbolos $R_s = 27,75$ Gbaud, o que implica uma taxa de *bit* de 111 Gb/s por canal. Desta forma, tem-se um supercanal de capacidade 333 Gb/s, o que representa uma taxa de transferência líquida de 300 Gb/s, considerando um cabeçalho de 11%, dos quais 4% são devidos ao protocolo Ethernet e 7% à correção de erros (FEC) [5].

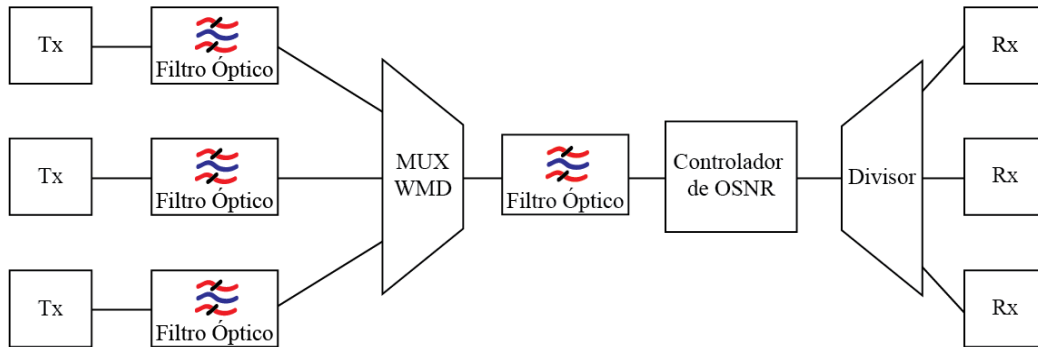


Figura 4.1. Ambiente-base de simulação no PHOTSS® (Tx: transmissor; MUX: multiplexador; Rx: receptor).

Reiterando, o ambiente-base é formado por quase todos os elementos característicos de um sistema WDM: transmissores, filtros, multiplexadores e receptores. Como o objetivo é colher resultados em uma configuração B2B, na qual o transmissor é conectado diretamente ao receptor, tal qual Bosco *et al.* fizeram [1], a fibra óptica não se encontra presente na simulação. Por isso, são desconsiderados os efeitos de propagação pela fibra, tais como dispersão dos modos de polarização, dispersão cromática, perdas por absorção e efeitos não-lineares.

4.3.1 Módulo transmissor

Em cada transmissor (Figura 4.2), são geradas quatro sequências binárias pseudoaleatórias (PRBS) com 2^{14} bits a uma taxa $R_b = 27,75$ Gb/s. Essas sequências são então repassadas ao modelador de pulsos, que as transforma em um sinal elétrico tal qual explicado na Seção 3.1.2.

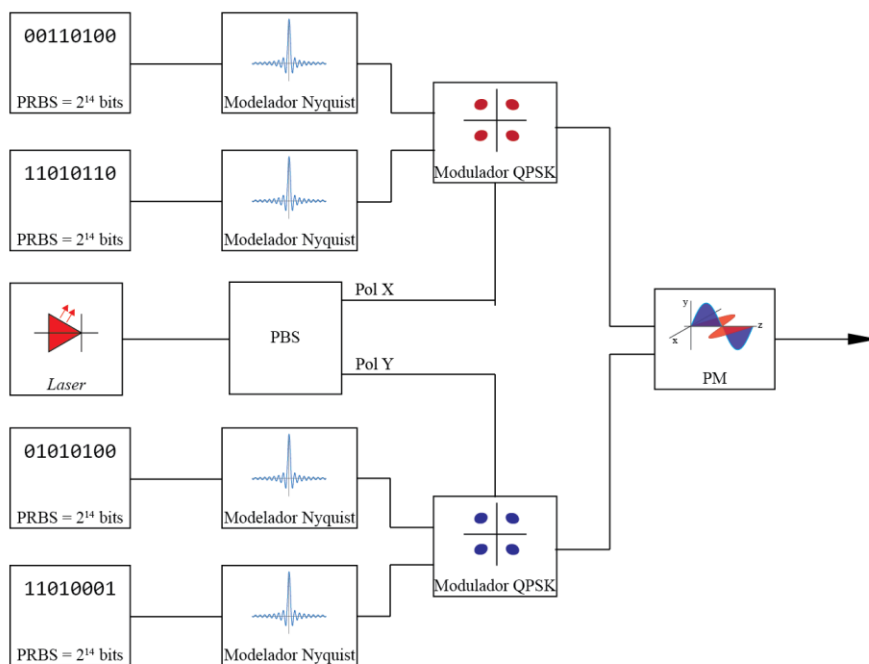


Figura 4.2. Configuração do módulo transmissor (PRBS: sequência binária pseudoaleatória; PBS: divisor de feixe de polarização; PM: multiplexador de polarização).

A conversão do sinal elétrico para o domínio óptico é realizada no modulador QPSK. Cada par de sequências moldadas com o pulso de Nyquist é passada do domínio elétrico para o domínio óptico por um par de MZMs, um para cada PRBS, e moduladas em fase por um par de deslocadores de fase, para assumir a forma da constelação QPSK. Note que a portadora, antes de entrar no modulador, passa por um divisor de feixe de polarização (PBS). Dessa maneira, os dois sinais modulados podem ser acoplados e compor um sinal de saída do transmissor multiplexado em polarização. Antes de ser transmitido, o sinal PM-QPSK é filtrado por um filtro cosseno levantado com largura de banda igual à taxa de símbolos, $B_{opt} = R_s$, e fator de *roll-off* de 0,1 [1].

4.3.2 Multiplexador de canais

Três transmissores são utilizados, cada um operando em um comprimento de onda. Os sinais de cada um deles são então multiplexados em um supercanal (Figura 4.3). Como o espectro após a modelagem com pulsos de Nyquist tem formato praticamente retangular, decidiu-se mantê-los o mais próximo possível, isto é, sem banda de guarda, a fim de maximizar a eficiência espectral e de reproduzir a mesma configuração de Bosco *et al.* [1]. A frequência do canal central é $f_c = 193,1$ THz, e as dos canais adjacentes são, respectivamente, $f_1 = f_c - 27,75$ GHz e $f_2 = f_c + 27,75$ GHz.

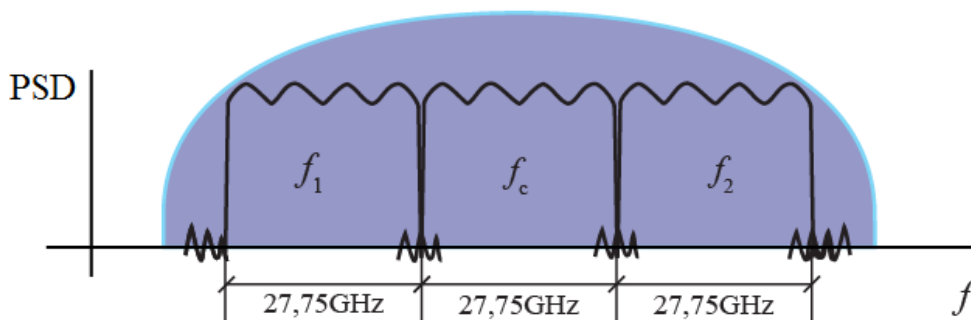


Figura 4.3. Densidade espectral de potência do supercanal formado por três subportadoras distanciadas à taxa de símbolos.

4.3.3 Controlador de OSNR

Em uma simulação B2B, o canal de comunicação é suprimido e a análise é feita supondo apenas que o transmissor e conectado diretamente ao receptor. Neste tipo de configuração, desprezam-se os efeitos do canal e foca-se no comportamento do transmissor e do receptor.

Para avaliar, no entanto, o desempenho do receptor, a relação sinal-ruído óptica precisa ser variada, o que é feito pelo controlador de OSNR, um artifício de simulação. Esse componente calcula a potência de entrada do sinal e insere uma quantidade exata de ruído para que se tenha na saída o valor desejado de OSNR. Note, porém, que se a OSNR desejada na saída for maior do que a medida na entrada, o dispositivo nada fará, uma vez que não é possível melhorar a OSNR do sinal. É importante lembrar que a banda de referência utilizada para o cálculo da OSNR é de 12,5 GHz, em todas as simulações.

4.3.4 Módulo receptor

Em cada um dos receptores (Figura 4.4), o oscilador local precisa sintonizar cada um dos sinais transmitidos com o intuito de demodulá-los. Em compensação, dispensa-se o uso de filtros para a demultiplexação dos diferentes comprimentos de onda do WDM. O demultiplexador WDM, a propósito, trata-se apenas de um repetidor que copia o sinal para os receptores específicos de cada comprimento de onda. Por outro lado, a demultiplexação de polarização utiliza um separador de feixe de polarização para o sinal recebido e outro para o oscilador local.

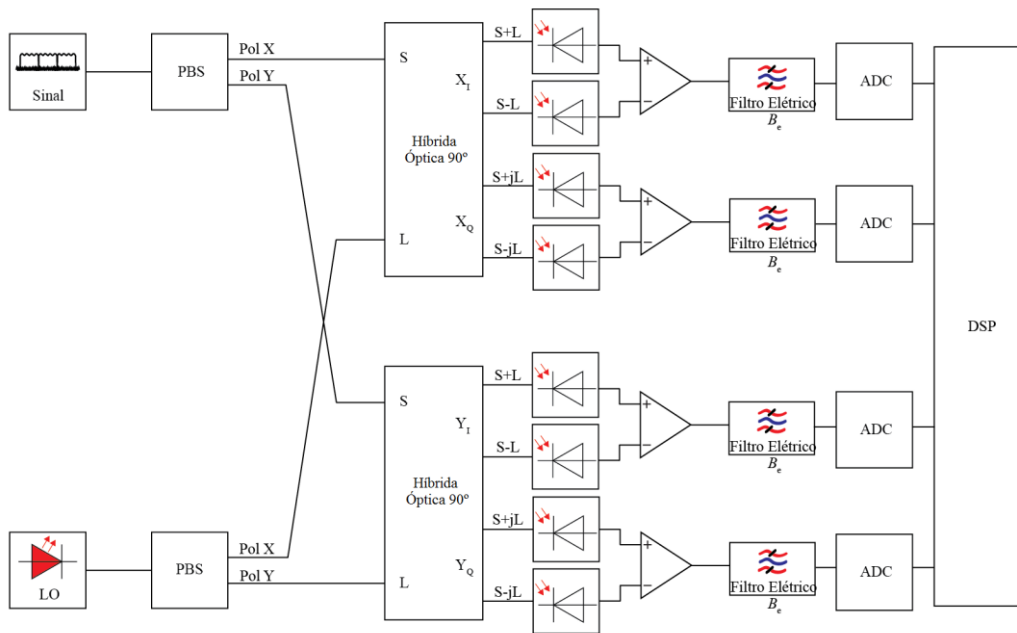


Figura 4.4. Configuração do módulo receptor (PBS: divisor de feixe de polarização; ADC: conversor analógico-digital; DSP: processador digital de sinais; LO: oscilador local).

O sinal de cada polarização passa então por uma híbrida óptica 90° juntamente com o LO da polarização correspondente. A híbrida, que realiza a demodulação dos sinais em fase e em quadratura, é composta por defasadores e acopladores que fazem com que as suas duas saídas sejam, respectivamente, $S + L$ e $S - L$, na polarização x , e $S + jL$ e $S - jL$, na polarização y [13][14]. As saídas da híbrida passam por fotodetectores balanceados, que realizam a detecção conforme explicado na Seção 2.1.7.

Por último, antes de seguir para o processamento digital dos dados, o sinal é filtrado no domínio elétrico por um filtro de Bessel de 5ª ordem [1] e banda B_e . A banda do filtro elétrico foi variada para se estudar o comportamento do sistema.

4.3.5 Algoritmos de processamento digital de sinais

Os algoritmos de processamento digital de sinais implementados têm o objetivo de detectar os símbolos transmitidos a partir do sinal recebido, que chegam deformados ao receptor. A Figura (4.5) mostra os estágios da cadeia de processamento de sinais, que serão explicados detalhada e individualmente nas subseções a seguir.

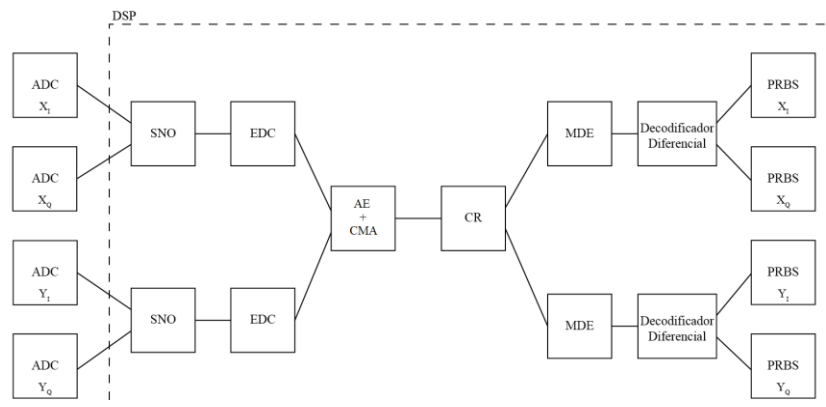


Figura 4.5. Estágios do bloco de processamento digital de sinais (ADC: conversor analógico-digital; SNO: ortogonalização de sinais; EDC: compensação eletrônica de dispersão cromática; AE: equalizador adaptativo; CMA: algoritmo do módulo constante; CR: recuperação de portadora; MDE: estimador de distância mínima; PRBS: sequência binária pseudoaleatória).

4.3.5.1 Conversor analógico-digital

Antes de começar o tratamento do sinal, é necessário convertê-lo para o domínio digital. Isto é feito pelos conversores analógico-digitais, que amostram o sinal a uma taxa constante de amostras por símbolo (SpS). O ruído de quantização foi desprezado.

Os ADCs trabalham a taxas de amostragem de 2 e 4 SpS, que resultam em 55,5 ou 111 Gamostras/s. Feito isso, os sinais digitalizados podem prosseguir para os próximos estágios. Vale lembrar que o PHOTOS[®], por ser um *software* de simulação, já trabalha com sinais amostrados. Por isso, na simulação, os ADCs funcionam basicamente escolhendo algumas dessas amostras e eliminando as demais.

4.3.5.2 Ortonormalização de sinais

Primeiramente é feito o condicionamento do sinal para compensar imperfeições da híbrida óptica, que não deixam as sequências em fase (I) e em quadratura (Q) exatamente ortogonais, e da responsividade dos fotodetectores, que criam variações na amplitude. O bloco de ortonormalização de sinais (SNO) compensa esses efeitos ao aplicar o algoritmo de Gram-Schmidt. Esse algoritmo cria pares de vetores mutuamente ortogonais, tomando o primeiro vetor como referência. Sendo $r = [r_1, r_2]^T$ a matriz dos sinais recebidos I e Q, a saída do algoritmo é o produto matricial $g = [g_1, g_2]^T = Gr$, em que G é [15]

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{\langle r_1 r_2 \rangle}{\langle r_1^2 \rangle} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Depois de ortogonalizados, os sinais são normalizados, multiplicando os vetores rotacionados por [15]

$$\alpha = \sqrt{\langle r_2^2 \rangle - \frac{\langle r_1 r_2 \rangle^2}{\langle r_1^2 \rangle}}. \quad (4.2)$$

O efeito do algoritmo de Gram-Schmidt pode ser visualizado na Figura (4.6), que mostra sua aplicação a uma constelação emaranhada. Note que as imperfeições da híbrida fazem com que a constelação fique também achatada que, após passar pelo SNO, é corrigida e ortonormalizada.

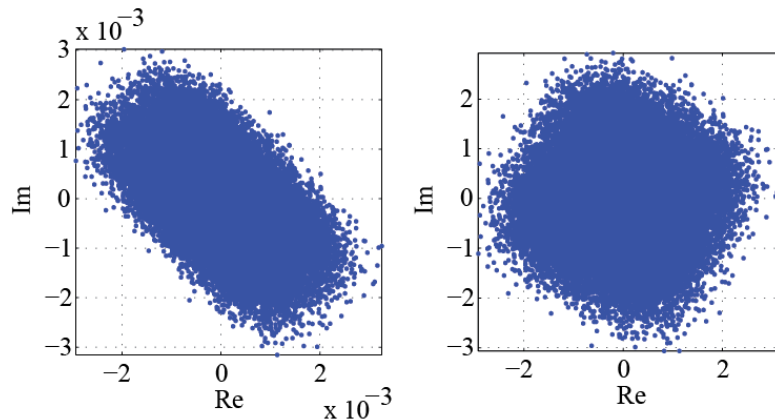


Figura 4.6. Efeito da ortonormalização na constelação de um sinal.

4.3.5.3 Compensação eletrônica de dispersão cromática

Na ausência de não linearidades, o efeito da dispersão cromática no envelope $A(z,t)$ de um pulso pode ser modelado pela equação diferencial [16]

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} = j \frac{D\lambda^2}{4\pi c} \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2}, \quad (4.3)$$

em que z é a distância de propagação e t o tempo de um quadro movendo-se com o pulso. A resposta em frequência do canal, que é solução da Eq. (4.3) é [16]

$$G(z, \omega) = \exp\left(-j \frac{D\lambda^2}{4\pi c} z \omega^2\right). \quad (4.4)$$

O filtro de compensação da CD é, portanto, dado pelo filtro passa-tudo $1/G(z, \omega)$, que pode ser aproximado por filtros digitais recursivos ou não recursivos. Porém, em ambos os casos, este é um processo não trivial. Utiliza-se então o projeto do filtro no domínio do tempo proposto por Savory [16]. Dada a resposta ao impulso da fibra óptica, é possível mostrar que um sinal com dispersão cromática, amostrado a cada T segundos, pode ser recuperado ao aplicar um filtro de resposta finita ao impulso (FIR) com L *taps* dados por

$$a_k = \sqrt{j \frac{cT^2}{D\lambda^2 z}} \exp\left(-j \frac{\pi cT^2}{D\lambda^2 z} k^2\right), \quad (4.5)$$

em que $-\lfloor \frac{L}{2} \rfloor \leq k \leq \lfloor \frac{L}{2} \rfloor$ e $L = 2 \lfloor \frac{|D|\lambda^2 z}{2cT^2} \rfloor + 1$, nas quais $\lfloor x \rfloor$ denota o maior inteiro menor do que x .

É importante ressaltar que, embora o bloco de compensação eletrônica da dispersão cromática esteja implementado na cadeia de processamento digital de sinais, ele não se faz necessário na simulação B2B, uma vez que, na ausência da fibra, não há dispersão cromática acumulada para ser compensada. Apesar disso, ele pode ser utilizado em simulações futuras.

4.3.5.4 Equalização adaptativa e algoritmo do módulo constante

A finalidade desse estágio do DSP é compensar efeitos dependentes da polarização, que podem ser modelados por uma matriz de Jones [16]. O objetivo é, então, estimar a matriz de Jones e, em seguida, calcular a sua inversa para compensar as distorções acrescentadas ao sinal. Estes efeitos variam com o tempo, como é o caso do estado de polarização (SoP) e da PMD. Assim, a compensação deve ser feita de forma adaptativa [16].

A compensação proposta por Savory [16] utiliza quatro filtros FIR complexos em configuração borboleta, conforme a Figura (4.7), compondo um equalizador de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). Dados os vetores de entrada \mathbf{x}_{in} e \mathbf{y}_{in} , com 2 ou 4 amostras por símbolo para cada polarização, as saídas do equalizador são

$$\begin{aligned} x_{out}(k) &= \mathbf{h}_{xx}^T \mathbf{x}_{in} + \mathbf{h}_{xy}^T \mathbf{y}_{in} \\ y_{out}(k) &= \mathbf{h}_{yx}^T \mathbf{x}_{in} + \mathbf{h}_{yy}^T \mathbf{y}_{in}, \end{aligned} \quad (4.6)$$

em que $x_{out}(k)$ e $y_{out}(k)$ são escalares que representam o k -ésimo símbolo transmitido em cada polarização e \mathbf{h}_{xx} , \mathbf{h}_{xy} , \mathbf{h}_{yx} e \mathbf{h}_{yy} são vetores com K coeficientes (*taps*) dos filtros. Note que o equalizador reduz para 1 o número de amostras por símbolo.

Para tornar o equalizador adaptativo, utiliza-se o fato de que o módulo da constelação QPSK para cada polarização é constante. Esta propriedade abre espaço para que se utilize o algoritmo domódulo constante (CMA), proposto por Godard em 1980 [16]. Para sinais de amplitude constante, o CMA busca minimizar as magnitudes de [16]

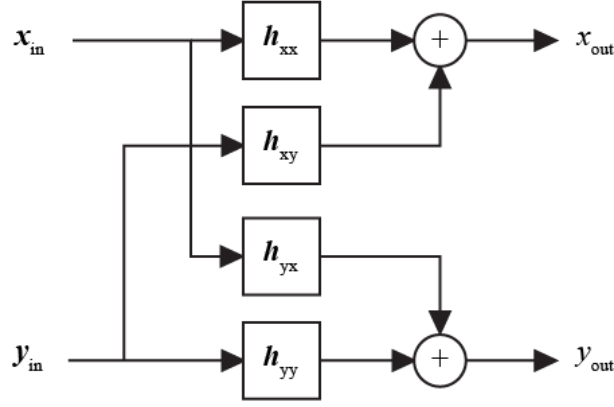


Figura 4.7. Equalizador MIMO em configuração borboleta. Adaptada de [15].

$$\begin{aligned}\varepsilon_x &= |x_{\text{out}}|^2 - 1 \text{ e} \\ \varepsilon_y &= |y_{\text{out}}|^2 - 1,\end{aligned}\tag{4.7}$$

adotando os seguintes critérios

$$\frac{d\langle \varepsilon_x^2 \rangle}{d\mathbf{h}_{xx}} = 0, \quad \frac{d\langle \varepsilon_x^2 \rangle}{d\mathbf{h}_{xy}} = 0, \quad \frac{d\langle \varepsilon_y^2 \rangle}{d\mathbf{h}_{yx}} = 0, \quad \frac{d\langle \varepsilon_y^2 \rangle}{d\mathbf{h}_{yy}} = 0.\tag{4.8}$$

Para determinar o valor ótimo dos coeficientes do filtro, os gradientes são substituídos por seus valores instantâneos no seguinte conjunto de algoritmos estocásticos de gradiente com parâmetro de convergência μ [16],

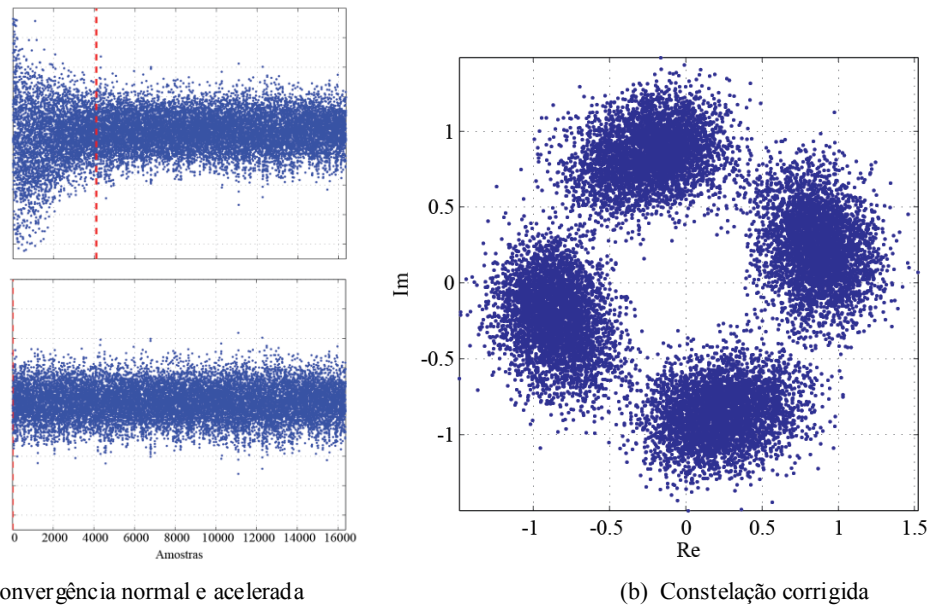
$$\begin{aligned}\mathbf{h}_{xx} &\rightarrow \mathbf{h}_{xx} - \frac{\mu}{4} \frac{d\varepsilon_x^2}{d\mathbf{h}_{xx}} = \mathbf{h}_{xx} + \mu \varepsilon_x x_{\text{out}} \cdot \mathbf{x}_{\text{in}}^*, \\ \mathbf{h}_{xy} &\rightarrow \mathbf{h}_{xy} - \frac{\mu}{4} \frac{d\varepsilon_x^2}{d\mathbf{h}_{xy}} = \mathbf{h}_{xy} + \mu \varepsilon_x x_{\text{out}} \cdot \mathbf{y}_{\text{in}}^*, \\ \mathbf{h}_{yx} &\rightarrow \mathbf{h}_{yx} - \frac{\mu}{4} \frac{d\varepsilon_y^2}{d\mathbf{h}_{yx}} = \mathbf{h}_{yx} + \mu \varepsilon_y y_{\text{out}} \cdot \mathbf{x}_{\text{in}}^*, \\ \mathbf{h}_{yy} &\rightarrow \mathbf{h}_{yy} - \frac{\mu}{4} \frac{d\varepsilon_y^2}{d\mathbf{h}_{yy}} = \mathbf{h}_{yy} + \mu \varepsilon_y y_{\text{out}} \cdot \mathbf{y}_{\text{in}}^*.\end{aligned}\tag{4.9}$$

O algoritmo inicializa todos os *taps* em zero, exceto os *taps* centrais de \mathbf{h}_{xx} e \mathbf{h}_{yy} , que são inicializados em um.

O CMA descarta a própria fase de convergência e diversas amostras que não representam os símbolos corretamente são, portanto, também descartadas, conforme a Figura (4.8(a)). Devido ao limitado número de amostras disponíveis na simulação, decidiu-se por acelerar a convergência do algoritmo ao passar as sequências duas vezes pelo CMA, a primeira apenas para obter os *taps* resultantes da convergência e a segunda para definitivamente gerar as saídas inicializando o equalizador com os *taps* da primeira passagem. Na segunda passagem, com a convergência já alcançada, não é necessário eliminar nenhuma amostra nas saídas do equalizador.

O efeito da equalização adaptativa sobre a constelação é ilustrado na Figura (4.8(b)). Nota-se como o equalizador corrige a amplitude de cada símbolo. Existe ainda uma rotação na constelação, devida ao ruído de fase do *laser*, que será corrigida com as técnicas de recuperação de portadora, explicadas na seção a seguir. Mais ainda, normalmente, após a equalização adaptativa, deve ser

realizada a recuperação de relógio. Entretanto, a adaptação que o CMA faz consegue recuperar minimamente o relógio para sequências curtas, que é o caso dessa simulação.



(a) Convergência normal e acelerada (b) Constelação corrigida

Figura 4.8. Efeito da equalização adaptativa no sinal. Em (a), acima, a linha vermelha indica quando a convergência foi atingida; à esquerda dessa linha, as amostras não representam os símbolos corretamente. Em (a), abaixo, a aceleração da convergência; nenhuma amostra precisa ser excluída. Em (b), o efeito do CMA sobre a constelação.

4.3.5.5 Recuperação de portadora

As técnicas de recuperação de portadora (CR) podem ser divididas em duas fases: estimação de frequência e de fase da portadora. Apesar disso, essas duas fases da CR podem também ser executadas simultaneamente. Isso, todavia, piora a sua eficiência, sendo preferível lidar separadamente com as técnicas [15]. As estimações de fase e frequência têm a tarefa de aferir os desvios destas grandezas entre os sinais da portadora e do oscilador local, já que os transmissores e os receptores são independentes e possuem seus próprios *lasers*, com características ligeiramente diferentes. A sincronização entre ambos os sinais, conceito que praticamente define a detecção coerente, é fundamental para a correta demodulação [10][15]. A Figura (4.9), da próxima subseção, mostra a forma final da constelação após a passagem pelo CR.

Considere que o sinal de entrada do CR tenha a forma [15]

$$x_{\text{in}}[k] = |x_{\text{in}}[k]|e^{j(\varphi[k]+2\pi\Delta f kT_s)}, \quad (4.10)$$

em que $x_{\text{in}}[k] = \{x_k, x_{k+1}, \dots, x_{N-1}\}$. Especificamente para o QPSK, nota-se a proporção [15]

$$(x_{\text{in}}[k]x_{\text{in}}^*[k-1])^4 \propto e^{j4\Delta\varphi[k]}, \quad (4.11)$$

na qual $4\Delta\varphi$ possui função densidade de probabilidade com distribuição circular gaussiana, devido ao ruído de fase do *laser*, com média $8\pi\Delta f T_s$. Daí pode-se estimar o desvio de frequência, pelo princípio de máxima verossimilhança, por [15]

$$\Delta f = \frac{1}{8\pi T_s} \arg \left\{ \sum_{k=1}^N (x_{\text{in}}[k]x_{\text{in}}^*[k-1])^4 \right\}. \quad (4.12)$$

Como a estimação de frequência, a fase da portadora também pode ser estimada com o uso de não-linearidades de quarta ordem. A estimativa da fase é, portanto, [15]

$$\varphi[k] = \arg \left\{ \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N x_{in}^4[k+n] \right\}. \quad (4.13)$$

4.3.5.6 Estimador de distância mínima

Após a recuperação de portadora, a constelação QPSK assume uma forma mais familiar, na qual é possível observar quatro grandes emaranhados de pontos dispostos retangularmente entre as componentes I e Q. A estimação dos símbolos assume uma série de limiares para tomar a decisão, que correspondem também à estimação por máxima verossimilhança, ou por distância mínima (MDE) [15]. Isso quer dizer, por exemplo, que todos os símbolos dispostos no emaranhado do primeiro quadrante (Figura 4.9) são estimados como o símbolo $(1 + j1)/\sqrt{2}$, os do segundo quadrante, como $(-1 + j1)/\sqrt{2}$, os do terceiro, como $(-1 - j1)/\sqrt{2}$, e os do quarto, como $(1 - j1)/\sqrt{2}$. Observe que houve uma ligeira perda de potência, identificada pelo fato de que os símbolos não estão exatamente no centro do emaranhado de cada quadrante. A justificativa de tal perda deve ser investigada em trabalhos futuros.

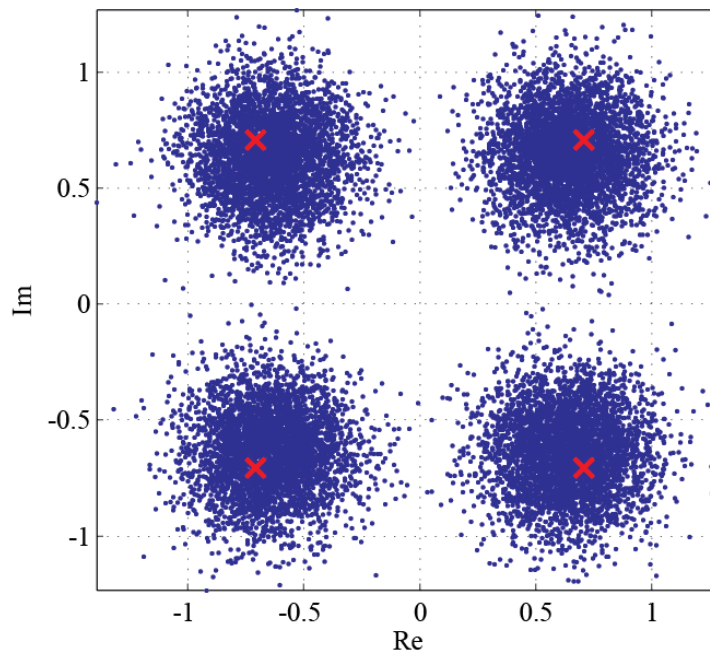


Figura 4.9. Símbolos estimados por distância mínima (x vermelho). A constelação (em azul) foi totalmente corrigida pelo DSP, após o último estágio de recuperação de portadora.

4.3.5.7 Decodificador diferencial

Além dos erros devidos ao ruído de fase residual, existe ainda a possibilidade de acontecer o escorregamento da constelação, que pode causar efeitos catastróficos no desempenho. Um modo de minimizar o impacto dos escorregamentos é aplicar uma decodificação diferencial (Figura 4.10) [15].

Na decodificação diferencial, os símbolos são determinados não pelos seus próprios módulos e fases, mas pela diferença entre as suas fases e a do símbolo imediatamente subsequente. Isso anula o efeito do escorregamento, já que a diferença entre as fases dos símbolos será constante, uma vez que mesmo que a constelação seja rotacionada, ela será feita por inteiro. Esse artifício introduz, porém, uma penalidade menor do que 1 dB na OSNR ao poder aumentar a BER em um fator máximo de duas vezes [15]. Obviamente, a codificação dos símbolos também deve ser diferencial para que essa técnica funcione.

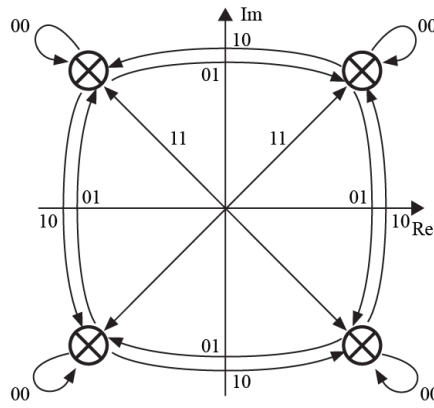
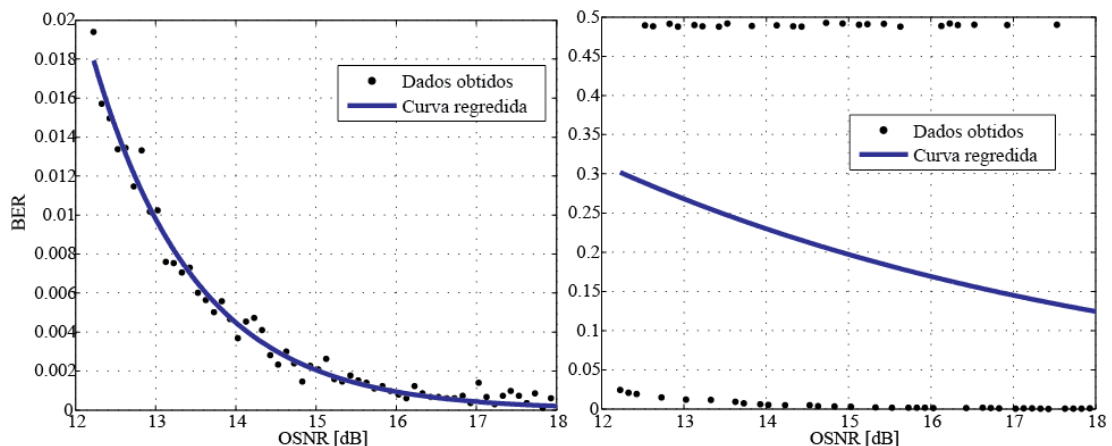


Figura 4.10. Decodificação diferencial. Os símbolos são determinados pela diferença de fase entre os símbolos originais.

4.4 COLETA DE DADOS

Foram realizadas 2.257 simulações para a coleta de dados, em que se variou a OSNR de 12,2 a 18,2 dB, em passos de 0,1 dB, e banda do filtro elétrico B_e normalizada pela taxa de símbolos R_s de 0,2 a 2, em passos de 0,05. Em cada uma das simulações feitas no PHOTOSS[®], 196.608 *bits* foram transmitidos em configuração B2B. Cada simulação foi então salva em arquivo `.mat`, com cerca de 46,2 MB de dados. Todo o processamento digital de sinais, bem como a análise da BER e construção dos resultados, foi realizado pelo MATLAB[®]. Criou-se um laço para ler e processar todos os 100 GB de dados e finalmente calcular a BER para cada caso.

Após a etapa de processamento de sinais, fez-se a contagem de erros no receptor comparando-se *bit a bit* as seqüências recebidas e transmitidas. São traçadas, então, as curvas de BER para cada razão B_e/R_s em função da OSNR imposta na entrada do receptor. Devido ao limitado número de dados disponíveis, decidiu-se realizar uma regressão exponencial de primeira ordem (Figura 4.11), na forma $f(x) = ae^{bx}$, para obter a OSNR requerida de cada curva para uma taxa de erro de *bit* máxima de 4×10^{-3} . A regressão foi feita de forma que todos os pontos válidos possuíssem uma distância máxima da curva igual ao desvio-padrão de cada conjunto de dados. Além disso, para verificar a validade da regressão, fez-se uma análise de qualidade da regressão (GoF), utilizando o erro quadrático médio (RMSE) e o coeficiente de determinação R^2 ajustado. O RMSE indica a predição de valores dentro de um conjunto de dados, assim, quanto mais próximo de 0 melhor pode ser feita a inferência de um valor. O R^2 ajustado indica quão bem o modelo de regressão estatística utilizado se ajusta ao conjunto de dados e seu valor máximo, igual a um, é a condição na qual 100% dos dados são explicados pelo modelo adotado. Considerando estes dois parâmetros de GoF, traçaram-se os gráficos (Figura 4.12), nos quais



(a) Regressão bem ajustada, quando o CMA convergiu

(b) Regressão mal ajustada, quando o CMA não convergiu

Figura 4.11. Regressão das curvas OSNR \times BER.

se percebe que, tanto para 2, quanto para 4 amostras por símbolo na entrada do CMA, o valor máximo aceitável para B_e/R_s é 1. A partir deste valor, os dados obtidos não são suficientes para estimar a OSNR requerida e, por esse motivo, não serão utilizados nos resultados finais.

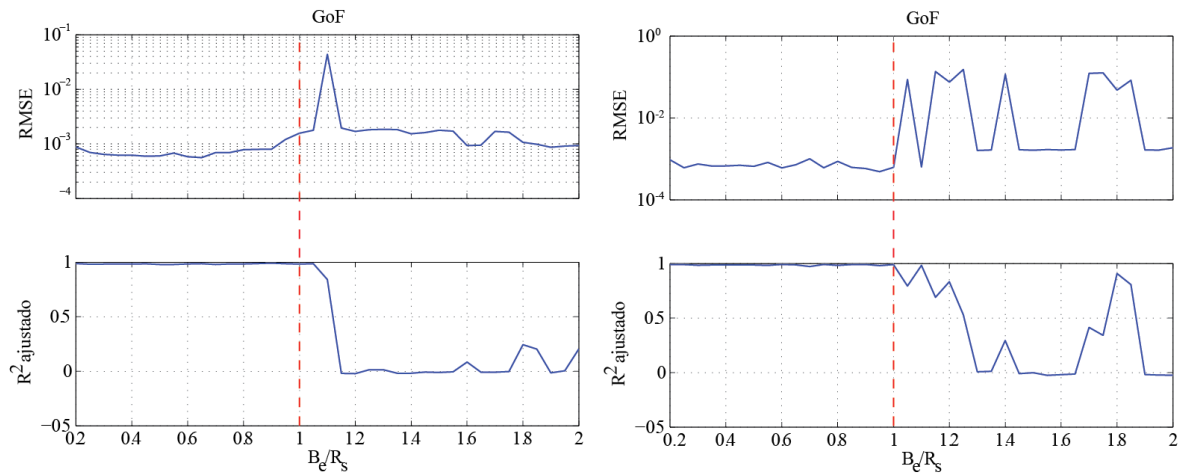


Figura 4.12. GoF para as duas configurações avaliadas: 2 SpS à esquerda e 4 SpS à direita.

4.5 PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO

A Tabela (4.1) apresenta os parâmetros utilizados e suas respectivas descrições, divididos em categorias, e os valores utilizados na simulação.

Tabela 4.1. Parâmetros das simulações.

Parâmetros	Valor	Unidade	Descrição
PHOTOS[®]			
<i>Signal representation</i>	-Sampled -Combined -Sampled power		Com estas três opções marcadas, o PHOTOS [®] realiza todo o processo de simulação com os dados do sinal amostrado
<i>Method</i>	Total field		Uma única banda de simulação para todos os canais
<i>Noise</i>	Numeric		Modelo numérico para o ruído
<i>Random generation initializations</i>	Once Deterministic		Repete a PRBS para cada simulação com variação de parâmetros
<i>Center frequency</i>	193,1	THz	Frequência central
<i>Reference bitrate</i>	27,75	Gb/s	Taxa de <i>bit</i> de referência
<i>Number of blocks</i>	1		Número de blocos de simulação
<i>Samples per block</i>	262.144		Número de amostras por bloco
<i>Samples per bit</i>	16		Número de amostras por <i>bit</i>
<i>Bits per block</i>	16.384		Número de <i>bits</i> por bloco
<i>PowerCW</i>	0,01	W	Potência do <i>laser</i> do transmissor
<i>PowerLO</i>	0,01	W	Potência do <i>laser</i> do oscilador local
<i>Grid</i>	27,75	GHz	Espaçamento entre canais
<i>LineWidth</i>	$8 \cdot 10^{-7}$	nm	Largura espectral dos <i>lasers</i>
OSNR	17 : 0,1 : 23	dB	OSNR total (para os três canais) requerida antes do receptor
B_e/R_s	0,2 : 0,05 : 2		Banda normalizada dos filtros elétricos dos receptores
Modelador Nyquist			
<i>k</i>	64		Comprimento da sinc truncada (número de zeros)
ADC			
SpS	2 ou 4		Quantidade de amostras por símbolo
AE + CMA			
μ	0,001		Parâmetro de convergência do CMA
<i>taps</i>	15 ou 31		Número de <i>taps</i> dos filtros FIR do CMA
<i>cutoff</i>	1		Número de amostras eliminadas após a convergência

CR		
<i>FilterLength</i>	40	Comprimento do filtro
<i>n</i>	1	Passo de estimação do desvio de frequência
BER		
<i>fit_type</i>	exp1	Regressão exponencial de primeira ordem utilizada na análise dos resultados de BER × OSNR
<i>StdDev</i>	1,0	Desvio padrão máximo aceitável para a regressão

5 RESULTADOS

5.1 TESTES PRELIMINARES

Com o intuito de verificar a funcionalidade e confiabilidade do sistema de simulação desenvolvido neste trabalho, uma série de testes iniciais foi realizada. Nas seguintes subseções, são expostos esses testes e a resposta do sistema a eles, realizados sob condições diferentes da simulação final, que corresponde à tentativa de reproduzir os resultados de Bosco *et al.* [1]. Os testes recebem nomenclatura de acordo com o tipo de simulação. No 1xNy-PM-QPSK, simulou-se um sistema PM-QPSK com apenas um canal e modelagem com pulsos de Nyquist. No 3xNy-WDM-PM-QPSK, simularam-se três canais com banda de guarda nula, compondo um supercanal de Nyquist.

Primeiramente, a simulação com apenas um canal foi realizada para que fosse possível executar a máxima resolução do PHOTOSS[®], que permite 32 amostras por *bit* e 16.384 *bits* por bloco, totalizando 524.288 amostras por bloco, e para que se tivesse uma base de comparação para o caso do supercanal com três subportadoras, que permite 262.144 amostras por bloco. Por fim, são apresentadas as respostas de cada estágio do DSP para verificar o comportamento da constelação e dos sinais nesse módulo.

5.1.1 1xNy-PM-QPSK

O primeiro teste consiste em avaliar o sistema livre de qualquer fonte de ruído. Desta forma, pode-se averiguar se a recepção e os algoritmos de processamento digital de sinais foram construídos corretamente. Como não há ruído nem dispersões de qualquer natureza neste caso, espera-se BER = 0. Para este caso, foi encontrada uma BER = $1,07 \times 10^{-4}$, o que representa 7 *bits* errados dentre os 65.536 avaliados. Esses *bits* errados localizam-se no começo da sequência e devem-se ao fato de que a decodificação diferencial utiliza a diferença de fase entre símbolos subsequentes, sendo que o primeiro não possui um anterior para que sua fase seja comparada.

A seguir, avaliou-se o sistema na presença de ruído com variação da OSNR. A banda elétrica do receptor foi mantida constante e igual a $R_s/2$, e a conversão analógico-digital realizada com 2 e 4 amostras por símbolo. Mais uma vez, os resultados obtidos foram bastante coerentes e bem próximos do esperado (Figura 5.1). A OSNR requerida para BER = 4×10^{-3} foi 13,66 dB no caso para 2 SpS e 15 *taps*, e 13,95dB no caso para 4 SpS e 31 *taps*, valores cerca de 1,5 dB acima do encontrado por Bosco *et al.* [5]. Acredita-se que essa diferença é devida aos limites impostos pelo PHOTOSS[®] para a

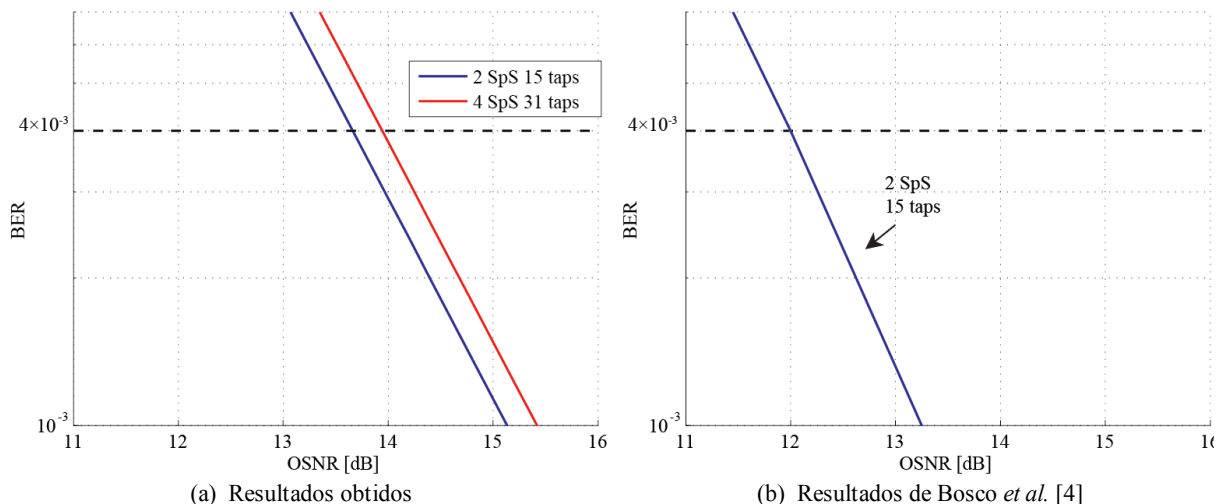


Figura 5.1. BER \times OSNR na simulação monoportadora.

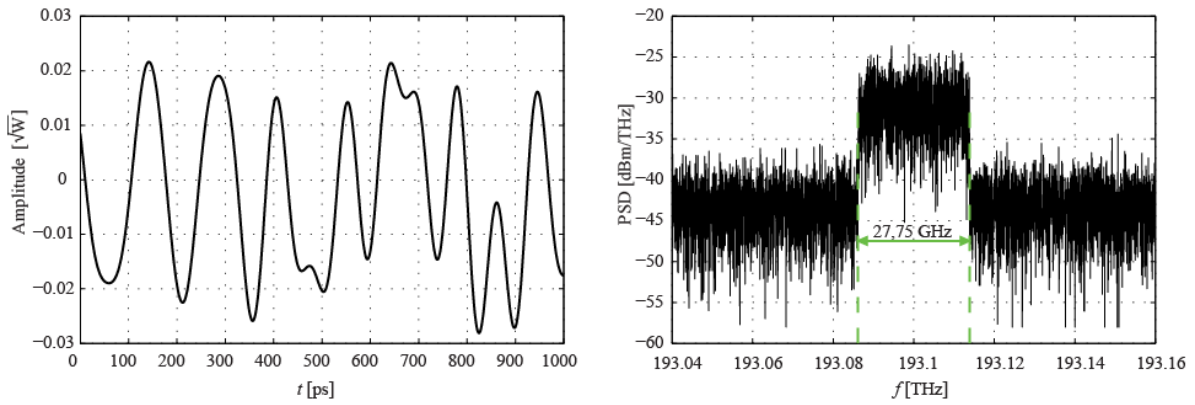


Figura 5.2. Forma de onda e espectro na transmissão monoportadora.

realização da simulação, isto é, restrições no número de amostras por *bit*. Isso se reflete no formato do espectro da onda modelada, já que com poucas amostras, ele não possuirá formato perfeitamente retangular. Por isso, existe uma pequena interferência entre os canais, que pode acarretar em um maior número de *bits* errados na recepção. Nas próximas seções, essa diferença permanece praticamente constante e será observada em todos os casos simulados.

Na Figura (5.2), é possível visualizar uma parte do sinal transmitido e do espectro para o caso 1xNy-PM-QPSK. Observe, principalmente, a largura de banda do canal, que é numericamente igual à taxa de símbolos $R_s = 27,75$ GBaud.

5.1.2 3xNy-WDM-PM-QPSK

Igualmente como na simulação monoportadora, avaliou-se o desempenho do supercanal sem a presença de ruído, que resultou em uma BER = $5,0 \times 10^{-4}$, ou seja, 33 *bits* errados dos 65.536 avaliados para o canal central. Note que, neste caso, a capacidade máxima de simulação do PHOTOSS[®] é de 262.144 amostras por bloco. Assim, foi-se obrigado a reduzir o número de amostras por *bit* para 16 com a intenção de não alterar o número de *bits* transmitidos em cada canal.

Na Figura (5.3), pode-se observar a posição dos erros nas quatro sequências do canal central. Desta vez, os erros estão mais distribuídos. O aumento na taxa de erro de *bits* pode ser explicado, porque, diferentemente do caso de uma só portadora, aqui existe uma pequena interferência dos canais vizinhos. Já na Figura (5.4), é possível visualizar parte do sinal transmitido e do espectro para o caso 3xNy-PM-QPSK. Note que os três canais estão o mais próximo possível uns dos outros, isto é, com banda de guarda nula e espaçamento de 27,75 GHz.

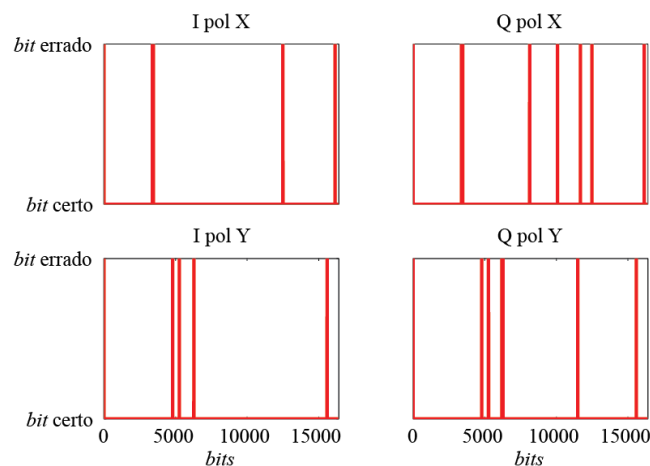


Figura 5.3. Visualização de erros do canal central do supercanal na simulação sem ruído.

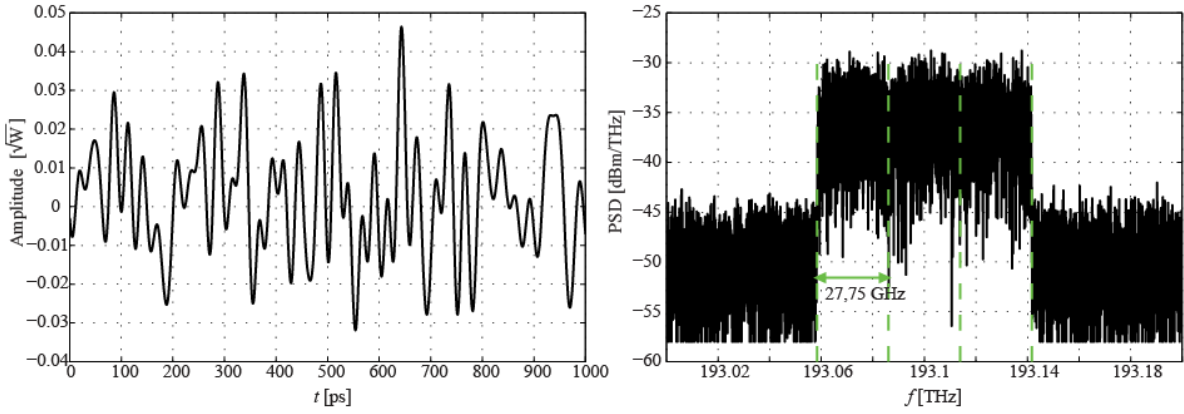


Figura 5.4. Forma de onda e espectro na transmissão do supercanal com três subportadoras.

5.2 OSNR $\times B_e/R_s$

Como explicado na Seção 4.5, foi necessário realizar regressões estatísticas para se estimar o valor da OSNR mínima requerida para se obter uma BER máxima de 4×10^{-3} . Os resultados destas regressões são mostrados na Figura (5.5).

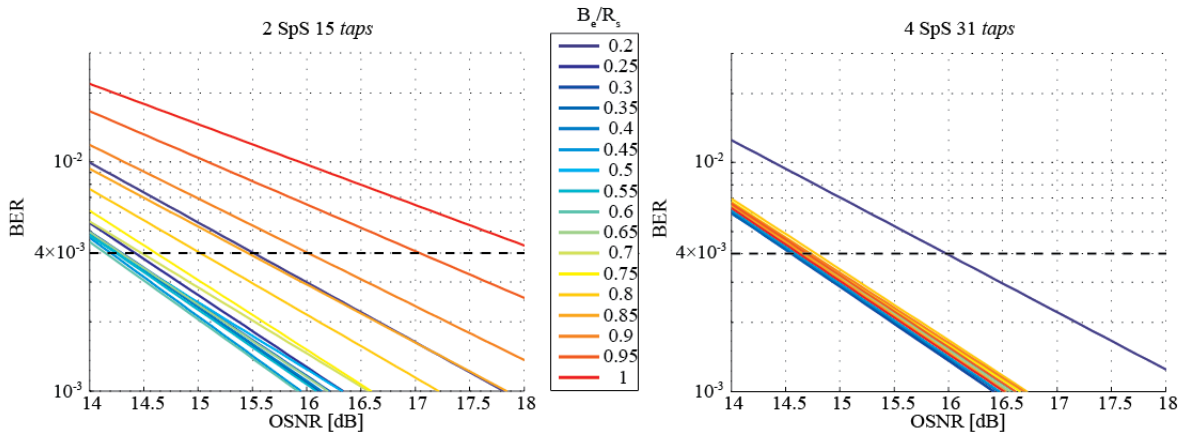
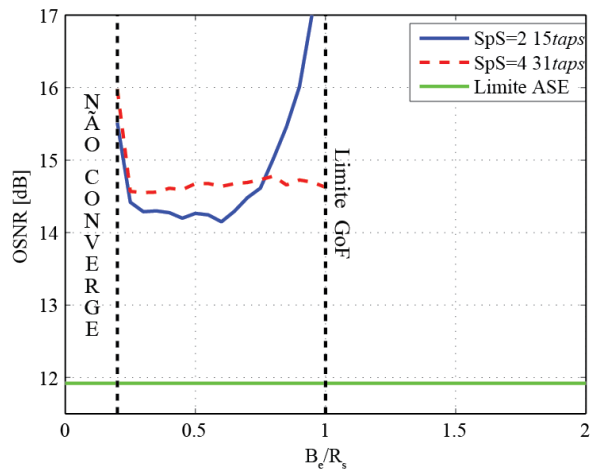


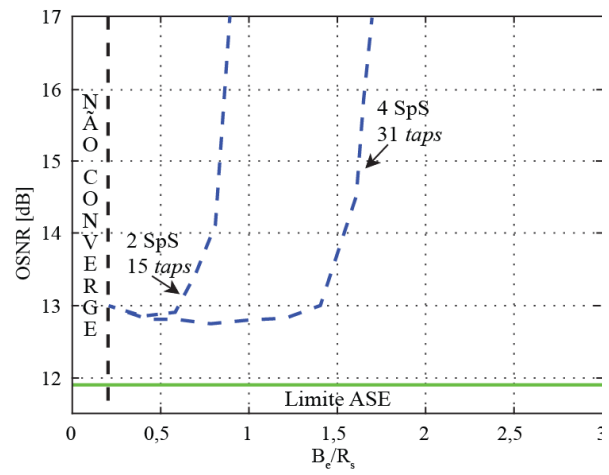
Figura 5.5. BER \times OSNR. Curvas regredidas exponencialmente.

A Figura (5.6) foi obtida a partir da Figura (5.5) pela interseção entre as curvas coloridas e a linha preta tracejada, que representa a BER máxima permitida de 4×10^{-3} . O Ny-WDM apresenta um desempenho excelente para valores de B_e/R_s próximos de 0,5. Isso se deve ao fato de que o espectro do sinal é bastante estreito e pode ser filtrado sem grandes distorções. Entretanto, no intervalo $B_e/R_s < 0,2$ a convergência do CMA falha. A não-convergência é supostamente devida ao fato de a função de transferência dos filtros FIR do equalizador adaptativo atingir um nível crítico para restaurar o sinal.

Para uma conversão analógica-digital com 2 SpS e com 15 *taps* no equalizador adaptativo, a OSNR mínima é de 14,15 dB para $B_e/R_s = 0,6$. Mais uma vez, observa-se a diferença de aproximadamente 1,5 dB em relação aos resultados de Bosco *et al.* [1]. Por outro lado, para 4 SpS e 31 *taps*, a OSNR mínima é de 14,55 dB em $B_e/R_s = 0,3$, valor bastante superior aos 12,75 dB em $B_e/R_s = 0,75$ encontrados por eles. Como se nota, em nenhum momento, nos resultados obtidos, a curva 4 SpS/31 *taps* fica abaixo da curva 2 SpS/15 *taps*. Presumivelmente, essa discrepância ocorreu por causa de alguma falha de sincronização do CR. Observe também, nos resultados de Bosco *et al.* [1], que aumentar a taxa de amostragem do ADC não melhora significativamente o desempenho do Ny-WDM, mas apenas desloca a assíntota para a direita, em direção a uma razão B_e/R_s maior.



(a) Resultados obtidos



(b) Resultados de Bosco *et al.* [4]

Figura 5.6. $OSNR \times B_e/R_s$.

6 CONCLUSÕES

Visando cumprir os objetivos citados na introdução, o simulador desenvolvido demonstra-se uma ferramenta bastante útil para avaliação do funcionamento de um sistema óptico coerente com supercanais de Nyquist e pode ser utilizado como base para estudos posteriores no OCNLab.

O estudo realizado acerca de supercanais mostra que é possível atingir altas taxas de *bit* e alta capacidade devido a sua elevada eficiência espectral. Embora outras publicações apresentem diferentes técnicas para a realização de supercanais, o Ny-WDM exige uma baixa taxa de amostragem no receptor, o que leva a crer que essa técnica pode se tornar parte dos futuros sistemas de transmissão por longas distâncias.

Ao se comparar os resultados obtidos com os de Bosco *et al.*[1], notam-se algumas diferenças, consideradas, no entanto, aceitáveis, por causa dos diferentes mecanismos de simulação utilizados em cada trabalho. O Ny-WDM apresenta ótimo desempenho para banda elétrica limitada no receptor e tem o potencial de prover comunicação entre transmissor e receptor a altas taxas com pequena taxa de erro de *bit*.

Apesar de justificáveis as diferenças entre os resultados, são sugeridas como propostas de trabalhos futuros, melhorias no arranjo de simulação e nos algoritmos de processamento digital de sinais. Pode-se investigar, portanto, a possibilidade de aumentar o número total de amostras de cada simulação, para que não seja necessário utilizar-se de artifícios, tais como a aceleração do CMA. São propostas, também, simulações com presença da fibra para verificar o alcance e a robustez da técnica quando sob condições adversas dos efeitos de propagação, como dispersão cromática, dispersão dos modos de polarização, atenuação e não-linearidades, que não fizeram parte do escopo deste trabalho. Ainda, pode ser implementado o CO-OFDM, que tem sido foco de vários estudos e tem se mostrado alternativa interessante para Ny-WDM, embora necessite de uma maior taxa de amostragem no receptor. Finalmente, outros modelos podem ser estudados e as conclusões obtidas de vários estudos permitem avaliar técnicas melhores e mais adequadas para os cenários emergentes de transmissão de alta capacidade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini e F. Forghieri, “Performance Limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in High-Speed PM-QPSK Systems”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 15, pp. 1129-1131, ago. 2010.
- [2] P. J. Winzer, “Advanced Optical Modulation Formats”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 4, pp. 952-985, maio 2006.
- [3] M. Winter, “Nyquist Pulse Signalling for Spectrally Efficient Terabit/s Superchannels”, out. 2010. Disponível em: <http://www.marcuswinter.de/media/publications/rejected/pt12011.pdf>. Acesso em: 17 de março de 2014.
- [4] O. Gerstel, M. Jinno, A. Lord e S. J. B. Yoo, “Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer?”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 12-20, fev. 2012.
- [5] G. Bosco, V. Curri, A. Carena, P. Poggiolini e F. Forghieri, “On the Performance of Nyquist-WDM Terabit Superchannels Based on PM-BPSK, PM-QPSK, PM-8QAM or PM-16QAM Subcarriers”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 1, pp. 53-61, jan. 2011.
- [6] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan e G. H. Sasaki, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 3ª ed., Morgan Kaufmann Publishers, 2010.
- [7] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3ª ed., John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [8] K. Po-Ho, *Phase-Modulated Optical Communication Systems*, 1ª ed., Springer, 2005.
- [9] J. Leuthold, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, C. Koos e W. Freude, “Super Channels Based on Nyquist Multiplexing”, *17th Opto-Electronics and Communications Conference*, pp. 30-32, jul. 2012.
- [10] B. P. Lathi e Z. Ding, *Modern Digital and Analog Communication Systems*, 4ª ed., Oxford University Press, 2009.
- [11] R. Schmogrow, S. Ben-Ezra, P. C. Schindler, B. Nebendahl, C. Koos, W. Freude e J. Leuthold, “Pulse-Shaping with Digital, Electrical, and Optical Filters — A Comparison”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 15, pp. 2570-2577, ago. 2013.
- [12] M. Westhäuser e N. Luck, *PHOTOSS 5.91 User Manual*, Jens Lenge, 2012.
- [13] I. Ogawa, T. Ohyama, H. Tanobe, R. Kasahara, S. Tsunashima, Y. Sakamaki e H. Kawakami, “100-Gbit/s Optical Receiver Front-end Module Technology”, *NTT Technical Review*, vol. 9, no. 3, pp. 1-7, mar. 2011.
- [14] *Optoplex Corporation 90° Optical Hybrid*, Optoplex Corporation, Fremont, CA, EUA. Disponível em: http://www.optoplex.com/download/Optical_Hybrid.pdf. Acesso em: 17 de março de 2014.
- [15] S. J. Savory, “Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems”, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1164-1179, set. 2010.
- [16] S. J. Savory, “Digital Filters for Coherent Optical Receivers”, *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 804-817, jan. 2008.