



LUÍS HENRIQUE HECKER DE CARVALHO

**AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DA TRANSMISSÃO ÓPTICA
EM ALTAS TAXAS DE SUPERCANAIS COM DIFERENTES
TÉCNICAS DE MULTIPLEXAÇÃO DE SUBPORTADORAS**

*EXPERIMENTAL EVALUATION OF HIGH-SPEED OPTICAL
TRANSMISSION OF SUPERCHANNELS FORMED BY
DIFFERENT SUBCARRIER MULTIPLEXING TECHNIQUES*

**CAMPINAS
2014**



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

LUÍS HENRIQUE HECKER DE CARVALHO

**AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DA TRANSMISSÃO ÓPTICA EM ALTAS TAXAS
DE SUPERCANAIIS COM DIFERENTES TÉCNICAS DE MULTIPLEXAÇÃO DE
SUBPORTADORAS**

Orientador: Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

Co-orientador: Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira

***EXPERIMENTAL EVALUATION OF HIGH-SPEED OPTICAL TRANSMISSION OF
SUPERCHANNELS FORMED BY DIFFERENT SUBCARRIER MULTIPLEXING
TECHNIQUES***

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

Dissertation presented to the School of Electrical and Computer Engineering of the University of Campinas as part of the requirements for Master degree in Electrical Engineering, in the area of Telecommunications and Telematics.

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO LUÍS HENRIQUE HECKER DE CARVALHO E ORIENTADA PELO PROF. DR. ALDÁRIO CHRESTANI BORDONALLI

CAMPINAS
2014

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Marisa Cristina Pereira Loboschi - CRB 8/6558

C253a Carvalho, Luís Henrique Hecker de, 1988-
Avaliação experimental da transmissão óptica em altas taxas de supercanais com diferentes técnicas de multiplexação de subportadoras / Luís Henrique Hecker de Carvalho. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Aldário Chrestani Bordonalli.

Coorientador: Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira.

Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Ótica coerente. 2. Análise espectral. I. Bordonalli, Aldário Chrestani, 1967-. II. Oliveira, Júlio César Rodrigues Fernandes de. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Experimental evaluation of high-speed optical transmission of superchannels formed by different subcarrier multiplexing techniques

Palavras-chave em inglês:

Coherent optical

Spectral analysis

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Aldário Chrestani Bordonalli [Orientador]

Maria Thereza Rocco Giraldi

Evandro Conforti

Data de defesa: 25-07-2014

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Luis Henrique Hecker de Carvalho

Data da Defesa: 25 de julho de 2014

Título da Tese: "Avaliação Experimental da Transmissão Óptica em Altas Taxas de Supercanais com Diferentes Técnicas de Multiplexação de Subportadoras"

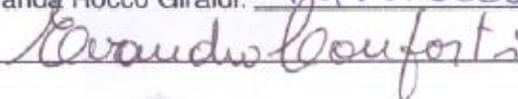
Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (Presidente):



Profa. Dra. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi:



Prof. Dr. Evandro Conforti:



Dedico este trabalho aos meus pais,
por não medirem esforços para que eu
pudesse realizar os meus sonhos.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Aldário C. Bordonalli, pela competente orientação durante o mestrado e pelas correções e melhorias realizadas neste trabalho, assim como em artigos publicados.

Ao Dr. Júlio C. R. F. de Oliveira, pela co-orientação deste trabalho, pelas experiências e conhecimentos compartilhados comigo e por toda a ajuda e incentivo proporcionados durante o mestrado.

A Carolina Franciscangelis, Cláudio Floridia, Cristiane Adami, Daniel Pataca, Edson da Silva, Fábio Donati e Stefanos Linakis, que auxiliaram na realização dos experimentos laboratoriais deste trabalho.

A Eduardo Rosa, Júlio Diniz, Stenio Ranzini, Victor Parahyba e Vitor Ribeiro, que desenvolveram os algoritmos usados no processamento dos dados experimentais deste trabalho.

A Alexandre Freitas, André Guimarães, Antônio Amauri, Bruno Angeli, Camila Diniz, Daniel Moraes, Eduardo Magalhães, Francisco Helder, Getúlio Paiva, Glauco Simões, Jacklyn Reis, João Januário, Juliano Oliveira, Marcelo Lopes, Neil Gonzalez, Reginaldo da Silva, Uiara Moura e Ulysses Duarte, por toda a amizade, companheirismo, apoio e ótimo ambiente de trabalho, assim como a ajuda para a resolução de diversos problemas encontrados ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

À minha querida esposa, Luísa Rodrigues de Melo, por acreditar em mim, por todo o companheirismo e carinho, assim como o apoio e compreensão todos os dias.

Ao CPqD, no contexto do Projeto Tecnologias Ópticas 100Gb Ethernet (100GETH), pela disponibilidade do laboratório e pelo apoio financeiro.

Ao FUNTTEL e UNICAMP/FEEC pelo apoio estrutural e financeiro.

RESUMO

Uma das alternativas para os sistemas de transmissão óptica de próxima geração é o uso de múltiplos subcanais ópticos densamente multiplexados em frequência (supercanais) com alta eficiência espectral. Supercanais ópticos empregam o processamento paralelo de sinais para alcançar taxas de transmissão além dos limites da eletrônica. Atualmente, as técnicas CO-OFDM e Nyquist WDM são vistas como as principais para a implementação de supercanais ópticos.

Neste trabalho, estudam-se abordagens para aumentar a capacidade de transmissão dos sistemas ópticos por meio da realização de supercanais. A implementação em laboratório, análise de desempenho e comparativo entre as técnicas CO-OFDM e Nyquist WDM são realizadas para sistemas operando a 400 Gb/s e 1 Tb/s por canal, com modulação DP-16QAM e eficiências espectrais que chegam a 6 b/s/Hz e acima. Os principais desafios e soluções para a implementação de sistemas de transmissão óptica de próxima geração baseados em supercanais são identificados.

Palavras-chave: transmissão óptica coerente, supercanais, eficiência espectral.

ABSTRACT

One of the options for the next generation of optical transmission systems is the use of multiple optical subchannels densely multiplexed in frequency (superchannels) with high spectral efficiency. Optical superchannels employ parallel signal processing to achieve transmission rates beyond the limits of electronics. Currently, CO-OFDM and Nyquist WDM are seen as the main techniques to the implementation of optical superchannels.

In this work, different ways to increase the capacity of the current optical systems by the realization of superchannels are studied. The experimental implementation, performance analysis, and comparison between CO-OFDM and Nyquist WDM techniques are performed for systems operating at 400 Gb/s and 1 Tb/s per-channel with DP-16QAM modulation and spectral efficiencies of 6 b/s/Hz and beyond. The main challenges and solutions for the implementation of next generation optical transmission systems based on superchannels are identified.

Keywords: optical coherent transmission, superchannels, spectral efficiency.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Exemplo básico de um sistema de comunicações coerente.....	43
Figura 2: Representações de sinais em sistemas de comunicações: (a) diagrama de constelação, (b) sequência de pulsos do sinal transmitido, e (c) espectro do sinal modulado.....	44
Figura 3: Modulador de fase.....	47
Figura 4: Modulador Mach-Zehnder.....	48
Figura 5: Resposta normalizada de saída de um MZM na configuração <i>push-pull</i> para o campo elétrico e a potência, considerando-se diferentes pontos de operação: (a) quadratura e (b) mínima transmitância.	50
Figura 6: Modulação OOK: (a) estrutura do transmissor, (b) resposta da operação do MZM e (c) diagrama de constelação para o tipo de modulação.	51
Figura 7: Modulador óptico de fase e quadratura.....	51
Figura 8: Modulação QPSK: (a) estrutura do transmissor, (b) operação do MZM de um dos braços do IQM, com geração de sinal BPSK, e (c) diagrama de constelação QPSK...53	53
Figura 9: Modulação 16QAM: (a) estrutura do transmissor, (b) operação do MZM de um dos braços do IQM e geração de sinal 4PAM, e (c) diagrama de constelação 16QAM.....	53
Figura 10: Modulador óptico com multiplexação de polarização.....	54
Figura 11: Exemplo de canal de comunicações para sistemas de transmissão óptica.	55
Figura 12: Desempenho teórico de BER em função da OSNR para sinais ópticos formatos de modulação avançados com taxa de símbolos de 28 GBd.....	62
Figura 13: Princípio da detecção coerente.	63
Figura 14: Detecção coerente de sinais modulados em fase e em quadratura.	65
Figura 15: Configuração de um receptor com diversidade de polarização.	66
Figura 16: Blocos de processamento digital de sinais para receptores ópticos coerentes.	68

Figura 17: Estrutura básica de um transmissor de supercanal óptico.	73
Figura 18: Ocupação espectral de diferentes sistemas ópticos em função da taxa de símbolos e número de subportadoras: (a) DWDM e (b) supercanais.	74
Figura 19: Recepção de supercanais ópticos: (a) estrutura básica de recepção e (b) blocos de processamento digital de sinais.	75
Figura 20: Par tempo-frequência de sistemas OFDM.	77
Figura 21. Esquema de transmissor de supercanal CO-OFDM.	78
Figura 22: Ocupação espectral de um supercanal CO-OFDM.	78
Figura 23: Esquema de receptor de supercanal CO-OFDM.	79
Figura 24: Filtro DAF de T/2: (a) diagrama de blocos e (b) resposta em frequência.	80
Figura 25: Par tempo-frequência de sistemas com multiplexação Nyquist.	82
Figura 26. Esquema de transmissor de supercanal Nyquist WDM.	83
Figura 27: Ocupação espectral de um supercanal Nyquist WDM.	84
Figura 28: Esquema de um receptor de supercanal Nyquist WDM.	84
Figura 29: Processo de separação de subportadoras em supercanais Nyquist WDM: (a) sinal em banda básica e filtragem analógica do sistema de recepção, (b) sinal digital com resquícios de subportadoras vizinhas e filtro digital de separação de subportadoras e (c) subportadora separada após filtragem digital.	85
Figura 30: Separação de subportadoras por filtragem analógica no receptor: (a) supercanal em banda básica e filtragem analógica e (b) subportadora filtrada e separada.	85
Figura 31: Modulação SC com DSP e filtragem digital: (a) estrutura do transmissor e (b) espectro do sinal SC modulado.	86
Figura 32: Exemplo básico de emprego de DSP em transmissores ópticos.	87
Figura 33: Respostas ao impulso de um filtro RC com taxa de inclinação de 0,2: (a) analógica, e (b) discreta, com 21 <i>taps</i> e duas amostras por símbolo.	88

Figura 34: Variação da taxa de inclinação e seus impactos em um supercanal óptico: (a) resposta em frequência de filtros RC, (b) supercanal óptico sem ICI e baixa taxa de inclinação e (c) supercanal óptico com ICI e alta taxa de inclinação.	89
Figura 35: Modulação SC com filtragem óptica no transmissor: (a) estrutura do transmissor e (b) espectro do sinal SC modulado.	90
Figura 36: Exemplo de formatação espectral de sinal modulado por meio de filtragem óptica: (a) sinal modulado com espectro do tipo <i>sinc</i> e filtro óptico de Nyquist e (b) sinal óptico filtrado.....	91
Figura 37: Resposta em frequência de filtros ópticos passa-faixa: (a) com $B = 50 \text{ GHz}$ e variação de $BWOTF$ e (b) com $BWOTF = 11 \text{ GHz}$ e variação de B	92
Figura 38: Redução de taxa de inclinação do filtro por cascadeamento de filtros ópticos LCoS passa-faixa de 50 GHz: (a) diagrama de blocos do sistema e (b) respostas em frequência resultantes.	93
Figura 39. OCG baseado na técnica RFS: (a) arranjo experimental, (b) princípio de operação e (c) saída.	98
Figura 40. Arranjo experimental para validação da qualidade das portadoras geradas pelo OCG: (a) OCG, (b) portadoras geradas pelo OCG, (c) portadora separada por WSS, e (d) recepção óptica coerente.....	100
Figura 41. Espectro óptico de saída do OCG com acoplamento de RF por (a) relógio do gerador PRBS e (b) gerador RF sintetizado. (c) Espectros elétricos dos dois geradores usados no OCG.....	101
Figura 42. BER em função da OSNR da caracterização das portadoras ópticas geradas para modulação interna distinta do OCG: (a) com relógio de gerador PRBS e (b) com gerador RF sintetizado.....	102
Figura 43: Transmissor 100 Gb/s DP-16QAM: (a) diagrama de olho elétrico do sinalmodulante 12,5 GBd 4PAM, e (b) diagrama de olho óptico do sinal 100 Gb/s DP-16QAM.....	105

Figura 44: Espectro óptico do sinal 100 Gb/s DP-16QAM.....	106
Figura 45: Transmissor de supercanal a 400 Gb/s CO-OFDM: (a) espectro óptico de 4 subportadoras espaçadas de 12,5 GHz geradas pelo OCG e (b) espectro óptico do sinal 400 Gb/s CO-OFDM.	107
Figura 46: Geração de sinal WDM com três supercanais 400 Gb/s CO-OFDM: (a) saída do OCG com 14 subportadoras espaçadas de 12,5 GHz, (b) três grupos de quatro subportadoras espaçadas de 62,5 GHz, e (c) sistema WDM com três supercanais 400 Gb/s CO-OFDM em grade de 62,5 GHz.....	108
Figura 47: Anel de recirculação óptico usado na transmissão de 3 supercanais CO-OFDM a 400 Gb/s.	109
Figura 48: Sistema de recepção coerente digital para supercanais CO-OFDM a 400 Gb/s.	110
Figura 49: Desempenho em <i>back-to-back</i> de sinal 100 Gb/s DP-16QAM: (a) curvas de BER em função da OSNR, (b) constelação recebida na OSNR máxima, e (c) constelação recebida no limite do FEC.	111
Figura 50: Desempenho de BER em função da OSNR do supercanal 400 Gb/s CO-OFDM.	112
Figura 51: Desempenho de transmissão WDM para o supercanal 400 Gb/s CO-OFDM central.....	113
Figura 52: Transmissor SC de 224 Gb/s DP-16QAM com filtragem óptica para supercanais Nyquist WDM.....	119
Figura 53: Filtros ópticos (50 GHz de banda) aplicados ao POF: (a) retangular, (b) gaussiano e (c) Nyquist.	120
Figura 54: Investigação da filtragem óptica em sinal 224 Gb/s DP-16QAM.....	120
Figura 55: Resultados da otimização da filtragem óptica na transmissão em <i>back-to-back</i> de um sinal em 224 Gb/s modulado em RZ-DP-16QAM, com e sem a filtragem otimizada.	122

Figura 56: Supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz: (a) arranjo do transmissor e (b) espectro óptico com canal de ROADM <i>flexgrid</i> com 175 GHz.	125
Figura 57: Anel de recirculação empregado na transmissão de um supercanal de 1,12 Tb/s e 6 b/s/Hz.....	127
Figura 58: Arranjo de recepção de supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz.	129
Figura 59: Investigação da filtragem óptica aplicada nas subportadoras do supercanal óptico.....	130
Figura 60: Caracterização de BER em função da OSNR (normalizada para uma subportadora) para o supercanal de 1,12 Tb/s e 6 b/s/Hz.	131
Figura 61: Caracterização da potência de lançamento (normalizada para uma subportadora) para o supercanal de 1,12 Tb/s após 700 km.	132
Figura 62: Desempenho de transmissão do supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz.	133
Figura 63: Desempenho de OSNR (normalizada para uma subportadora) do supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz em função da distância propagada.....	134
Figura 64: Desempenho das subportadoras do supercanal óptico Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz após 1000 km e uso do algoritmo de DBP do DSP. A linha cheia ilustra o espectro do supercanal utilizado.....	134
Figura 65: Sistema WDM de três supercanais Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz: (a) arranjo do transmissor, (b) <i>interleaver</i> 32,5/65 GHz resultante da cascata de filtros ópticos, e (c) espectro óptico e canais de ROADM <i>flexgrid</i> a 162,5 GHz.	138
Figura 66: Anel de recirculação empregado na transmissão de supercanais a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz.....	139
Figura 67: Arranjo de recepção de sistema de supercanais Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz.	140

Figura 68: Investigação da filtragem óptica em subportadoras a 224 Gb/s DP-16QAM espaçadas de 32,5 GHz para supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz.....142

Figura 69: Caracterização de BER em função da OSNR (normalizada para uma subportadora) para o supercanal a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz.143

Figura 70: Investigação da potência de lançamento (normalizada para uma subportadora) na transmissão WDM de supercanais a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz após 400 km.144

Figura 71: Desempenho de transmissão do supercanal central em sistema WDM de três supercanais a 1,12 Tb/s em grade flexível de 162,5 GHz com e sem DSP usando DBP. 145

Figura 72: Desempenho de OSNR por subportadora do supercanal 1,12 Tb/s central em transmissão WDM.....146

Figura 73: Desempenho das subportadoras do supercanal 1,12 Tb/s central após transmissão WDM por 600 km empregando o algoritmo de DBP na recepção.....146

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Comparativo entre técnicas de multiplexação para supercanais ópticos.	95
Tabela 2: Características do supercanal 400 Gb/s CO-OFDM desenvolvido.	107
Tabela 3: Características do supercanal Nyquist WDM de 1,12 Tb/s e 6 b/s/Hz. ...	126
Tabela 4: Características do supercanal 1,12 Tb/s Nyquist WDM com 6,5 b/s/Hz.	138
Tabela 5: Comparativo de resultados experimentais.....	151

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

16QAM	Modulação de amplitude em quadratura de 16 pontos
4PAM	Modulação de amplitude de pulso de quatro níveis
ADC	Conversor analógico-digital
AOS	Chave acústico-óptica
ASE	Emissão espontânea amplificada
ASIC	Circuito integrado de aplicação específica
B2B	Costas com costas
BER	Taxa de erro de bits
BPG	Gerador de padrões de bits
BPSK	Chaveamento binário de fase
CD	Dispersão cromática
CMA	Algoritmo de módulo constante
CO-OFDM	Multiplexação por divisão ortogonal em frequência óptica coerente
CW	Onda contínua
CWDM	Multiplexação por divisão de comprimento de onda esparsa
DAC	Conversor digital-analógico
DAF	Filtro de atraso e soma
DB	Duobinário
DBP	Contra-propagação digital
DC	Corrente direta
DFT	Transformada discreta de Fourier
DGD	Atraso diferencial de grupo
DP	Dupla polarização
DP-16QAM	Modulação de amplitude em quadratura de 16 pontos em dupla polarização
DP-64QAM	Modulação de amplitude em quadratura de 64 pontos em dupla polarização
DP-QPSK	Chaveamento de fase em quadratura em dupla polarização
DSP	Processamento digital de sinais
DWDM	Multiplexação por divisão de comprimento de onda densa
ECL	Laser de cavidade externa
EDFA	Amplificador a fibra dopada com érbio
EVM	Magnitude do vetor de erro
FDM	Multiplexação por divisão de frequência
FEC	Código corretor de erro
FFT	Transformada rápida de Fourier
FIR	Resposta ao impulso finita
FMF	Fibra de poucos modos

FWM	Mistura de quatro ondas
GB	Banda de guarda
HD-FEC	Código corretor de erro por decisão abrupta
HDTV	Televisão de alta definição
IC	Circuito integrado
ICI	Interferência entre canais
ICR	Receptor coerente integrado
IF	Frequência intermediária
IQ	Em fase e em quadratura
IQM	Modulador em fase e em quadratura
ISI	Interferência entre símbolos
LCoS	Cristal líquido em silício
LO	Oscilador local
MC	Multiportadora
MCF	Fibra multinúcleo
MIMO	Múltiplas entradas e múltiplas saídas
ML	Máxima verossimilhança
MLSE	Estimação de sequência de máxima verossimilhança
MZM	Modulador Mach-Zehnder
NF	Figura de ruído
NLSE	Equação não linear de Schrödinger
NRZ	Não retorna a zero
OCG	Gerador de pente óptico
OFDM	Multiplexação por divisão ortogonal em frequência
OIF	<i>Optical internetworking forum</i>
OOK	Chaveamento liga-desliga
OP	Ponto de operação
OSNR	Relação sinal-ruído óptica
OTF	Função de transferência óptica
PBC	Combinador de polarização
PBS	Divisor de polarização
PC	Formatador de pulsos
PDF	Função densidade de probabilidade
PDM	Modulador com multiplexação de polarização
PM	Modulador de fase
PMD	Dispersão de modos de polarização
POF	Filtro óptico programável
PRBS	Sequência pseudoaleatória de bits
PSCF	Fibra com núcleo de sílica pura
QAM	Modulação de amplitude em quadratura

QPSK	Chaveamento de fase em quadratura
RC	Cosseno levantado
RF	Radiofrequência
RFS	Deslocamento de frequência em recirculação
ROADM	Multiplexador insere/deriva óptico reconfigurável
RZ	Retorna a zero
SC	Portadora única
SDM	Multiplexação por divisão espacial
SE	Eficiência espectral
SNR	Relação sinal-ruído
SPM	Auto-modulação de fase
SSB-SC	Banda lateral única com portadora suprimida
SSMF	Fibra monomodo padrão
TIA	Amplificador de transimpedância
VOA	Atenuador óptico variável
VoD	Vídeo sob demanda
VoIP	Voz sobre o protocolo internet
WDM	Multiplexação por divisão em comprimento de onda
WSS	Chave seletora de comprimento de onda
XPM	Modulação de fase cruzada

LISTA DE SÍMBOLOS

$\text{erf}(x)$	Função erro gaussiana
$\mathbf{h}_{RC}[\mathbf{k}]$	Resposta ao impulso discretizada do cosseno levantado
$\mathbf{h}_{RC}(t)$	Resposta ao impulso do cosseno levantado
V_{π}	Tensão para defasar o sinal em π radianos em um modulador de fase
$\langle \Delta T \rangle$	Atraso diferencial de grupo
D_p	Parâmetro de PMD
$\mathbf{E}_{cw}(t)$	Campo elétrico normalizado do laser
$\mathbf{E}_{in}(t)$	Campo elétrico de entrada
$\mathbf{E}_{lo}(t)$	Campo elétrico do oscilador local
$\mathbf{E}_{out}(t)$	Campo elétrico de saída
$\mathbf{E}_s(t)$	Campo elétrico do sinal recebido
$H_{OTF}(f)$	Função de transferência óptica de filtros ópticos
$I_I(t)$	Fotocorrente de saída do braço I na recepção IQ
$I_Q(t)$	Fotocorrente de saída do braço Q na recepção IQ
P_{ASE}	Potência de ruído inserida pelo amplificador óptico
P_S	Potência média normalizada do laser
P_{in}	Potência de entrada
P_{lo}	Potência do campo elétrico do oscilador local
P_{out}	Potência de saída
P_s	Potência do campo elétrico do sinal recebido
R_S	Taxa de símbolos
T_S	Tempo de símbolo
T_S	Período de símbolo
a_k	Amplitude do k-ésimo símbolo
$\mathbf{d}_n(t)$	Sequência de dados da n-ésima subportadora de um sinal CO-OFDM
$e^{j\varphi(t)}$	Fase do símbolo do sinal recebido
\mathbf{e}_{lo}	Vetor de polarização do oscilador local
\mathbf{e}_s	Vetor de polarização do laser
\mathbf{e}_s	Vetor de polarização do sinal recebido
f_{0n}	Desvio de frequência da n-ésima subportadora de um sinal CO-OFDM
$\mathbf{u}_1(t)$	Tensão aplicada no braço superior do MZM
$\mathbf{u}_2(t)$	Tensão aplicada no braço inferior do MZM
$\mathbf{u}_I(t)$	Tensão aplicada ao MZM do braço I do IQM
$\mathbf{u}_Q(t)$	Tensão aplicada ao MZM do braço Q do IQM
$\varphi_1(t)$	Desvio de fase no braço superior do MZM
$\varphi_2(t)$	Desvio de fase no braço inferior do MZM

$\varphi_{PM}(t)$	Modulação de fase
φ_k	Fase do k-ésimo símbolo
φ_k	Fase inicial do laser
φ_{lo}	Ângulo de fase inicial do oscilador local
$\varphi_{ns}(t)$	Ruído de fase do laser
φ_s	Ângulo de fase inicial do sinal recebido
ω_c	Frequência da portadora
ω_{lo}	Frequência do oscilador local
ω_s	Frequência do laser
ω_s	Frequência central do sinal recebido
$\Delta\omega$	Desvio de frequência entre LO e sinal recebido
μm	Micrômetro
$\Delta\varphi_{MZM}(t)$	Desvio de fase induzido entre os braços do MZM
ΔT	Alargamento temporal do pulso
Δf	Espaçamento de frequência entre canais
Δt	Intervalo de amostragem
$\Delta\lambda$	Largura espectral do pulso
A	Amplitude da portadora
B	Largura de banda do filtro passa-faixa ideal
BW_{OTF}	Largura de banda de 3 dB da OTF
Gbd	Giga símbolos por segundo
GHz	Gigahertz
GS/s	Giga amostras por segundo
Gb/s	Gigabits por segundo
$H(f)$	Função de transferência do filtro óptico
$I(t)$	Fotocorrente de saída do fotodetector balanceado
L	Comprimento da fibra óptica
Mb/s	Megabits por segundo
R	Responsividade do fotodetector
$R(f)$	Função de transferência de filtro passa-faixa ideal
Sps	Amostras por símbolo
THz	Terahertz
Tb/s	Terabits por segundo
$a(t)$	Amplitude do símbolo do sinal recebido
$b/s/Hz$	Bits por segundo por hertz
dBm	Decibel miliwatt
$f(t)$	Formato de pulsos usado na modulação
km	Quilômetro
$m(t)$	Sinal mensagem em banda básica
nm	Nanômetro

$p(t)$	Portadora
$s(t)$	Sinal modulado
$u(t)$	Tensão aplicada ao modulador
α	Coefficiente de atenuação da fibra óptica
β	Fator de roll-off de filtros
$\delta P(t)$	Ruído de intensidade do laser
σ	Desvio padrão da função gaussiana
ψ	Desvio de fase entre LO e sinal recebido

ÍNDICE

AGRADECIMENTOS	IX
RESUMO	XI
ABSTRACT	XIII
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	XV
LISTA DE TABELAS	XXI
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XXIII
LISTA DE SÍMBOLOS	XXVII
1. INTRODUÇÃO	35
2. TRANSMISSÃO ÓPTICA COERENTE	43
2.1 TRANSMISSOR	45
2.1.1 Lasers	45
2.1.2 Moduladores ópticos	46
2.2 CANAL DE COMUNICAÇÕES	54
2.2.1 Fibra óptica	55
2.2.2. Amplificadores ópticos	58
2.3 RECEPTOR	62
2.3.1 Princípio da detecção coerente	63
2.3.2 Detecção de sinais modulados em fase e em quadratura	64
2.3.3 Detecção de sinais com multiplexação de polarização.....	66
2.3.4 Processamento digital de sinais	67
3. SUPERCANAIS ÓPTICOS	71

3.1	ESTRUTURA BÁSICA	73
3.1.1	Transmissor	73
3.1.2	Receptor.....	74
3.2	TÉCNICAS DE MULTIPLEXAÇÃO.....	76
3.2.1	Supercanais CO-OFDM	76
3.2.2	Supercanais Nyquist WDM.....	82
3.3	ANÁLISE COMPARATIVA DE TÉCNICAS DE SUPERCANAIIS ÓPTICOS.....	94
4.	ANÁLISE DE RESULTADOS: SUPERCANAIIS CO-OFDM	97
4.1	GERADOR DE PENTE ÓPTICO	97
4.1.1	Montagem experimental.....	98
4.1.2	Resultados e análises	100
4.1.3	Conclusão.....	102
4.2	TRANSMISSÃO WDM DE SUPERCANAIIS CO-OFDM 400 GB/S COM 6 B/S/HZ	
	103	
4.2.1	Montagem experimental.....	104
4.2.2	Resultados e análises	110
4.2.3	Conclusão.....	114
5.	ANÁLISE DE RESULTADOS: SUPERCANAIIS NYQUIST WDM	117
5.1	TRANSMISSOR 224 GB/S DP-16QAM COM FILTRAGEM ÓPTICA	117
5.1.1	Montagem experimental.....	118
5.1.2	Resultados e análises	119
5.1.3	Conclusão.....	122
5.2	TRANSMISSÃO DE SUPERCANAL NYQUIST WDM A 1,12 TB/S COM 6 B/S/HZ	
	124	

5.2.1	Montagem experimental.....	124
5.2.2	Resultados e análises.....	129
5.2.3	Conclusão.....	135
5.3	TRANSMISSÃO WDM DE SUPERCANAIS NYQUIST WDM A 1.12 TB/S COM 6,5 B/S/HZ	136
5.3.1	Montagem experimental.....	137
5.3.2	Resultados e análises.....	141
5.3.3	Conclusão.....	147
6.	CONCLUSÕES	149
6.1	PUBLICAÇÕES	152
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	155

1. INTRODUÇÃO

Desde a popularização da internet em meados dos anos 90, tem-se observado o crescente aumento da demanda por largura de banda nos sistemas de telecomunicações. Diversos serviços oferecidos atualmente pelas operadoras de telecomunicações, tais como voz sobre o protocolo internet (VoIP – *voice over internet protocol*), televisão de alta definição (HDTV – *high definition television*) e vídeo sob demanda (VoD – *video on demand*), entre outros, são responsáveis por isso. O uso de taxas de transmissão cada vez mais altas é a solução imediata para que sejam supridas tais necessidades. Nesse contexto, as comunicações ópticas se apresentam como solução para os sistemas de telecomunicações atuais e futuros, devido à ampla largura de banda da fibra óptica [1].

Os sistemas de transmissão óptica evoluíram rapidamente nas últimas décadas [2]. Em sua primeira geração, por volta do início dos anos 80, sistemas operando em comprimentos de onda de $0,8 \mu\text{m}$, com taxas de transmissão de 45 Mb/s e distância entre repetidores de 10 km, eram comercialmente disponíveis. A segunda geração foi marcada por sistemas comerciais que operavam na região de $1,3 \mu\text{m}$, onde a dispersão cromática (CD – *chromatic dispersion*) é mínima na fibra óptica, a taxas de 1,7 Gb/s e espaçamento entre repetidores de 50 km, e se estabeleceu a partir de 1987. A terceira geração dos sistemas ópticos, comercialmente disponível no início dos anos 90, operava na faixa de mínima atenuação da fibra (3ª janela óptica, $1,55 \mu\text{m}$), com taxas de 10 Gb/s e distância entre repetidores de até 70 km. Nesses sistemas, a solução para se alcançar transmissões de longas distâncias era empregar repetidores optoeletrônicos de sinal ao longo dos enlaces. Os repetidores realizavam a detecção e a regeneração do sinal óptico degradado por meio de conversão óptica-elétrica-óptica, permitindo a propagação do sinal por um novo enlace de fibra óptica. No entanto, os repetidores optoeletrônicos eram elementos caros que permitiam a recuperação de apenas um sinal por vez. Além disso, eram

dependentes do formato de modulação e da taxa de transmissão dos sinais que recuperavam, de forma que a substituição de todos os repetidores do sistema era necessária quando algum desses parâmetros era alterado.

A quarta geração dos sistemas ópticos foi impulsionada pelo advento do amplificador óptico a fibra dopada com érbio (EDFA – *erbium-doped fiber amplifier*), que proporciona ganho óptico na região de 1550 nm. Devido a sua ampla largura de banda e a sua insensibilidade à taxa de transmissão e ao formato de modulação dos sinais que amplifica, o EDFA permitiu o emprego da técnica de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*). Isso revolucionou os sistemas de comunicação como um todo, uma vez que a capacidade dos sistemas ópticos poderia ser agora ampliada com o aumento no número de canais propagados na fibra. Assim, um único amplificador permite a amplificação simultânea e transparente de vários canais em um sistema WDM, eliminando a necessidade do uso de repetidores, reduzindo os custos do sistema e aumentando as distâncias de transmissão. Sistemas submarinos de quarta geração já estavam comercialmente disponíveis em 1996 [2].

A multiplexação em sistemas WDM também seguiu seu curso de evolução. Inicialmente, sistemas WDM esparsos (CWDM – *coarse wavelength division multiplexing*) multiplexavam sinais de 10 Gb/s espaçados de 20 nm. O espaçamento entre canais foi reduzido nos sistemas WDM convencionais, onde sinais de 10 e até 40 Gb/s tinham portadoras espaçadas de 100 GHz. Esses sistemas de transmissão óptica empregavam modulação em intensidade, em um esquema digital do tipo liga-desliga (OOK – *on-off keying*). Entretanto, o constante aumento na demanda por largura de banda, impulsionado pelo crescimento do número de serviços fornecidos pelas operadoras, levaria os sistemas WDM operando a 40 Gb/s por canal à saturação em um futuro próximo. Dessa forma, o desenvolvimento de tecnologias de transmissão mais eficientes se tornou necessário, e um intenso esforço foi realizado para o desenvolvimento dos sistemas ópticos de nova geração [3].

Atualmente, os sistemas ópticos de nova geração operam a 100 Gb/s por canal, com espaçamento de apenas 50 GHz e eficiência espectral (SE – *spectral efficiency*) de 2 b/s/Hz, os chamados sistemas WDM densos (DWDM – *dense wavelength division multiplexing*). Para alcançar tais valores de eficiência espectral, os sistemas ópticos de nova geração usam formatos de modulação digitais avançados em conjunto com multiplexação de polarização. A padronização da estrutura de transmissão, de recepção, dos componentes e da mecânica dos módulos ópticos a 100 Gb/s foi concluída em 2010 pelo *Optical Internetworking Forum* (OIF) [4], com o objetivo de estimular o desenvolvimento da tecnologia pela indústria, de aumentar o volume de fabricação e de reduzir custos. Sistemas DWDM atuais comportam até 96 canais de 100 Gb/s na banda C, resultando em uma taxa agregada de, aproximadamente, 10 Tb/s [5].

Os sistemas de transmissão a 100 Gb/s empregam modulação por chaveamento de fase em quadratura em dupla polarização (DP-QPSK – *dual-polarization quadrature phase shift keying*) e requerem uma estrutura de recepção especial, baseada em detecção coerente. Na detecção coerente, o sinal recebido é misturado com o de um laser oscilador local (LO – *local oscillator*) e toda a informação do campo elétrico (amplitude, fase e polarização) da portadora óptica recebida é convertida para o domínio elétrico, sendo, em seguida, digitalizada. O sinal amostrado é tratado por algoritmos de processamento digital de sinais (DSP – *digital signal processing*), que compensam os efeitos de transmissão impostos ao canal e realizam a coerência no domínio digital. A realização desses sistemas representou uma mudança de paradigma das tecnologias de transmissão óptica. Atualmente, a tecnologia de transmissão coerente a 100 Gb/s está bem estabelecida e a tendência de mercado é que esses sistemas ultrapassem o volume dos sistemas legados a 10 Gb/s nos próximos anos [6].

Considerando sistemas DWDM de 100 Gb/s por canal na grade de 50 GHz, recordes em capacidade de 16,22 Tb/s a distância de 7200 km já foram reportados [7]. Esses resultados estão se aproximando do limite de capacidade sistêmica, dado as

tecnologias de fibra óptica e amplificação disponíveis atualmente no mercado. Apesar da transmissão a 100 Gb/s por canal se apresentar como solução para suprir a demanda por largura de banda dos sistemas de telecomunicações atuais, é esperada que essa tecnologia alcance sua capacidade máxima nos próximos anos. Com isso, intensificam-se as investigações das tecnologias de transmissão óptica que sucederão o padrão 100 Gb/s [8],[9]. Com base na evolução natural das taxas de transmissão por fatores de 4 e 10 vezes, acredita-se que os sistemas ópticos de próxima geração contemplarão taxas de 400 Gb/s e até 1 Tb/s por canal [9]. No entanto, devido aos grandes avanços em eficiência espectral já alcançados nos sistemas DWDM a 100 Gb/s por canal, por meio de denso espaçamento entre canais e multiplexação da informação em fase, quadratura e polarização, aumentar a capacidade em 4 e até 10 vezes nos sistemas ópticos de próxima geração torna-se um grande desafio.

Recentemente, a multiplexação por divisão espacial (SDM – *spatial division multiplexing*) foi introduzida nos sistemas ópticos para aumentar a capacidade por meio de uma nova dimensão para multiplexação da informação: o espaço [10]. As principais tecnologias de SDM em sistemas ópticos são as fibras multinúcleo (MCF – *multi-core fiber*) [11] e as fibras de poucos modos (FMF – *few-mode fiber*) [12], que permitem a propagação paralela de sinais em diferentes núcleos e modos de uma única fibra, respectivamente. No entanto, limitações práticas permitem apenas um número máximo de paralelismo em cada técnica e, além disso, toda a rede óptica deve ser reestruturada para a implantação dos sistemas SDM, como a substituição das fibras ópticas e dos elementos de rede. Dessa forma, atualmente, o ganho em capacidade dos sistemas SDM não é suficiente para superar o alto custo relacionado com a sua implantação.

Alternativas para aumentar as taxas de transmissão e capacidade dos sistemas ópticos com o reuso das estruturas de redes ópticas atuais estão sendo intensamente investigadas. Basicamente, duas abordagens são vistas para aplicar tais soluções. A primeira solução segue a evolução dos sistemas tradicionais, aumentando a taxa de

símbolos e constelação de sinais compostos por uma única portadora (SC – *single-carrier*) modulada. Recentemente, já foram reportados sistemas com taxa de símbolos de até 107 GBd e modulação de amplitude em quadratura de 16 pontos em dupla polarização (DP-16QAM – *dual-polarization 16-level quadrature amplitude modulation*), totalizando uma taxa de transmissão de 856 Gb/s em um único comprimento de onda [13]. No entanto, essa solução necessita de ampla largura de banda nos componentes do sistema, além de altíssimas taxas de amostragem nos conversores digital-analógico (DAC – *digital-to-analog converter*) empregados na transmissão e nos conversores analógico-digital (ADC – *analog-to-digital converter*), empregados na recepção. Uma segunda solução emprega o processamento paralelo de sinais, onde múltiplas portadoras ópticas densamente agrupadas, chamadas de subportadoras, são moduladas individualmente com taxas de símbolos relativamente baixas e, então, combinadas para formar um sinal multiportadora (MC – *multi-carrier*) de alta taxa de transmissão, o chamado supercanal [14]. Essa técnica faz uso de tecnologias já maduras para transmissão em taxas reduzidas, em conjunto com a paralelização no domínio óptico para gerar canais de altas taxas além do limite da eletrônica.

Apesar de aumentar a capacidade dos sistemas ópticos, as dimensões para multiplexação da informação em supercanais ópticos são as mesmas dos sistemas coerentes em 100 Gb/s: frequência, amplitude, fase e polarização. Desta forma, o ganho máximo em capacidade pelo emprego desses sistemas é limitado. Porém, a técnica de supercanais faz reuso das estruturas de redes ópticas atuais, e sua implementação requer apenas de mudanças nos transmissores (Tx) e receptores (Rx), localizados nas pontas do enlace. Essas vantagens fazem dos supercanais a solução mais viável para os sistemas de transmissão óptica de próxima geração.

O limite da capacidade de Shannon pode, teoricamente, ser alcançado em um sistema de transmissão multicanal com espaçamento entre canais igual à taxa de símbolos. Esse resultado só pode ser obtido se o sistema de transmissão é ortogonal, ou

seja, se os canais gerados no transmissor podem ser recuperados no receptor sem penalidades por interferência. O conceito dos supercanais ópticos possui como base a multiplexação ortogonal de múltiplos canais ópticos. Na prática, diferentes técnicas são usadas para a implementação de supercanais ópticos. As principais são baseadas nos conceitos da multiplexação por divisão ortogonal em frequência (OFDM – *orthogonal frequency-division-multiplexing*), os supercanais OFDM ópticos coerentes (CO-OFDM – *coherent optical orthogonal frequency-division-multiplexing*) [15] e na multiplexação de Nyquist, os supercanais Nyquist WDM [16]. Essas técnicas realizam a multiplexação densa de subportadoras para compor supercanais ópticos de alta capacidade. No entanto, as diferentes técnicas de supercanais possuem diferentes características e requisitos de implementação prática. Dessa forma, existe um grau de incerteza em relação ao tipo de tecnologia a ser empregada nos sistemas de transmissão óptica de próxima geração. Essa problemática foi a principal motivadora do trabalho reportado nessa dissertação.

Neste trabalho, estudam-se abordagens para aumentar a capacidade e taxas de transmissão dos sistemas ópticos atuais por meio da realização de supercanais. Com base nos estudos apresentados, realiza-se um comparativo entre técnicas de obtenção de supercanais ópticos visando uma solução que melhor atenda os requisitos dos sistemas ópticos de próxima geração, considerando o reuso das tecnologias atuais para uma solução de menor custo. Em resumo, esse trabalho tem como objetivo implementar, analisar e comparar as técnicas CO-OFDM e Nyquist WDM para a transmissão óptica de supercanais de alta capacidade, com aplicação em sistemas de transmissão óptica futuros, com taxas além de 100 Gb/s por canal, no intuito de se atingir valores de SE superiores a 6 b/s/Hz. Os principais fatores limitantes do desempenho sistêmico em supercanais ópticos de alta capacidade são identificados, e soluções para mitigar tais limitações também são propostas.

No Capítulo 2, introduzem-se os conceitos básicos dos sistemas de transmissão óptica coerente. São apresentados os principais componentes e formatos de modulação dos transmissores, os principais elementos e fatores degradantes do canal de comunicações, as estruturas e modelos dos receptores e os blocos básicos de processamento digital de sinais na recepção.

No Capítulo 3, introduzem-se os conceitos, vantagens, desvantagens e estruturas básicas de supercanais ópticos. São apresentadas, de forma detalhada, as estruturas de transmissão, recepção, requisitos e características das diferentes técnicas de multiplexação em supercanais ópticos: CO-OFDM, Nyquist WDM por filtragem digital e Nyquist WDM por filtragem óptica. Uma análise comparativa das diferentes técnicas de supercanais, visando a melhor solução para sistemas ópticos de próxima geração, também é realizada.

Nos Capítulos 4 e 5, são apresentados e analisados os resultados experimentais da implementação de supercanais CO-OFDM e Nyquist WDM por filtragem óptica, respectivamente. Investigar-se-ão os requisitos básicos de projeto e o desempenho das diferentes técnicas. Serão detalhados os experimentos de transmissão de supercanais de alta eficiência espectral, a saber CO-OFDM em 400 Gb/s e Nyquist WDM em 1,12 Tb/s.

O Capítulo 6 traz as considerações finais relativas ao trabalho desenvolvido. São apresentadas as conclusões, sugestões para trabalhos futuros e uma lista das publicações associadas a esta dissertação.

2. TRANSMISSÃO ÓPTICA COERENTE

O diagrama de blocos básico de um sistema de comunicações coerente é ilustrado na Figura 1. O sistema apresentado é composto por um transmissor, um canal de comunicações e um receptor.

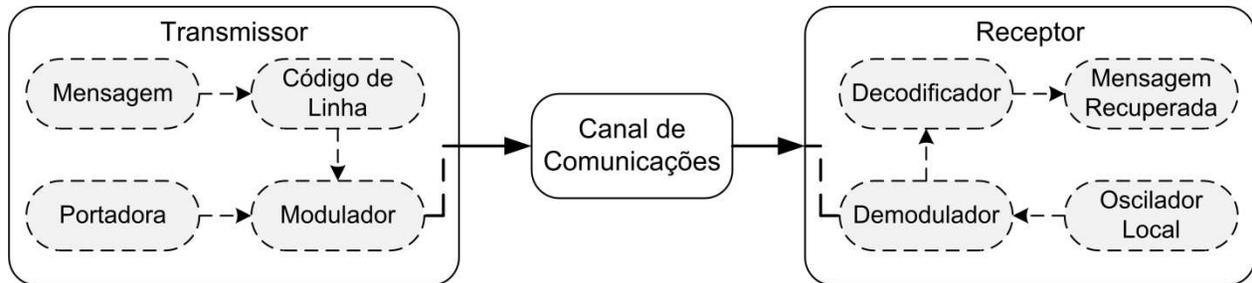


Figura 1: Exemplo básico de um sistema de comunicações coerente.

No transmissor, a mensagem, após digitalização, é representada no domínio elétrico por um código de linha, que também define o formato do pulso enviado ao modulador. A portadora é usada para transladar o espectro do sinal mensagem para uma frequência maior, onde é possível a propagação do sinal modulado pelo canal de comunicações. O sinal modulado é representado por [17]:

$$s(t) = \text{Re}\{m(t)p(t)\}, \quad (1)$$

onde $p(t)$ representa a portadora e $m(t)$ é o sinal mensagem em banda básica. O sinal mensagem e a portadora são dados por, respectivamente:

$$m(t) = \sum a_k e^{j\varphi_k} f(t - kT_s), \quad (2)$$

$$p(t) = \sqrt{P_c} e^{j\omega_c t}, \quad (3)$$

onde $f(t)$ é o pulso base correspondente ao código de linha utilizado, T_s é o tempo de símbolo, $a_k e^{j\varphi_k}$ é a representação complexa do símbolo, $\sqrt{P_c}$ é a potência normalizada da portadora e ω_c é a frequência angular da portadora.

Os sinais transmitidos em sistemas de comunicações que empregam modulação digital podem ser representados de diversas maneiras. Algumas dessas representações,

como o diagrama de constelação, a sequência de pulsos no domínio do tempo e o espectro do sinal modulado no domínio da frequência, são ilustradas na Figura 2.

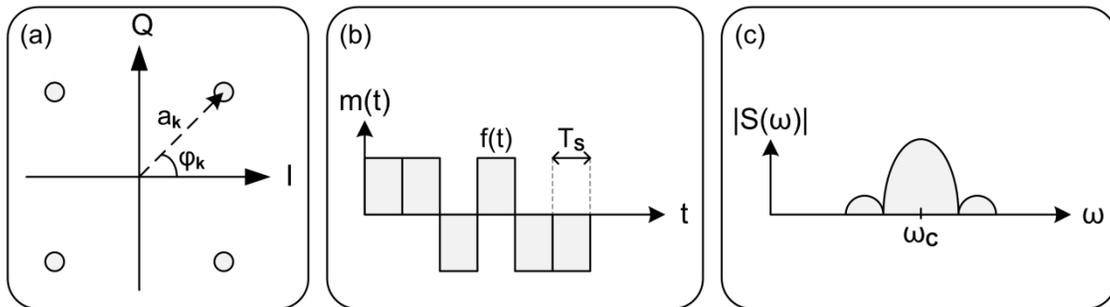


Figura 2: Representações de sinais em sistemas de comunicações: (a) diagrama de constelação, (b) sequência de pulsos do sinal transmitido, e (c) espectro do sinal modulado.

Após a geração do sinal no transmissor, o sinal é enviado ao canal de comunicações para propagação. Normalmente, o canal de comunicações insere diversos efeitos degradantes no sinal transmitido, tais como atenuação, ruído, dispersão e filtragem passa-faixa. Após a propagação no canal de comunicações, o sinal é enviado ao receptor.

Na recepção, o oscilador local deve possuir a mesma frequência que a da portadora, no caso de recepção homódina. O sinal recebido e o LO são misturados no demodulador, que desloca o sinal recebido para a banda básica. Em seguida, um circuito de decodificação é usado para processar o sinal em banda básica e recuperar a mensagem transmitida.

Em sistemas de comunicações ópticas coerente, o transmissor, normalmente composto por uma fonte de luz e um modulador óptico, é responsável pela conversão da informação em banda básica para o domínio óptico em frequências na faixa de várias dezenas de THz. O canal de comunicações é composto pela fibra óptica, o meio de propagação, e por amplificadores ópticos, responsáveis pela regeneração do sinal no domínio óptico. O receptor, por sua vez, é composto por fotodetectores, responsáveis

pela conversão do sinal recebido nas altas frequências do domínio óptico para a banda básica no domínio elétrico.

Neste capítulo, serão apresentados e descritos os componentes que fazem parte dos transmissores e receptores ópticos usados nos sistemas atuais de comunicações ópticas coerentes, assim como o canal de comunicações por onde ocorre a propagação dos sinais.

2.1 TRANSMISSOR

Os transmissores ópticos são dispositivos responsáveis pela conversão da informação no domínio elétrico digital em portadoras moduladas no domínio óptico. Em transmissores para sistemas ópticos coerentes, os principais componentes são os lasers e os moduladores ópticos.

Os transmissores ópticos em sistemas coerentes empregam modulação digital em amplitude e fase, além de realizar a multiplexação de sinais em polarização. Dessa forma, é possível atingir altos valores de taxa de transmissão e de eficiência espectral.

2.1.1 LASERS

A portadora ideal para a transmissão óptica é obtida de uma fonte de onda contínua (CW – *continuous wave*) de amplitude e fase constantes. O campo elétrico normalizado de uma portadora óptica ideal pode ser expresso pela notação complexa [19]:

$$\mathbf{E}_{cw}(t) = \sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \mathbf{e}_s, \quad (4)$$

onde P_s representa a potência média normalizada, ω_s é a frequência angular da portadora óptica, φ_s é a fase inicial e \mathbf{e}_s o vetor unitário que indica a direção de polarização da portadora.

No entanto, devido à contribuição de ruído, a geração de uma portadora ideal não é possível na prática. A fonte de luz mais comum em transmissores ópticos é o laser

semicondutor. A emissão de luz nos lasers a semicondutor é um processo de amplificação óptica baseado na emissão estimulada de fótons [18]. Esse processo resulta em um alto grau de coerência da luz emitida, ou seja, grande parte dos fótons gerados possuem mesma fase, frequência e polarização. Além disso, estruturas especiais de cavidades podem ser usadas para a realização de lasers com larguras de linha estreitas e, conseqüentemente, ruídos de fase reduzidos. Assim, essas especificações, aliadas a uma alta potência de saída e tamanho reduzido, justificam esse tipo de laser como a melhor opção de fonte para os transmissores ópticos, especialmente quando esses últimos operam em altas taxas de transmissão.

Contudo, o processo de emissão de luz nos lasers não é composto apenas pela emissão estimulada. A principal contribuição de ruído inserida no processo é proveniente da emissão espontânea de fótons, e pode ser dividida em duas componentes, uma de amplitude e outra de fase. Dessa maneira, o campo elétrico normalizado de um laser, considerando as duas componentes de ruído como contribuições que causam perturbações aleatórias em torno do ponto de operação estacionário, pode ser rescrito como:

$$\mathbf{E}_{cw}(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{ns}(t))} \mathbf{e}_s, \quad (5)$$

onde $\delta P(t)$ representa a flutuação normalizada de potência, que leva a contribuição do ruído de intensidade, e $\varphi_{ns}(t)$ é o ruído de fase. Ambas as componentes de ruído são induzidas pela emissão espontânea de fótons no processo de emissão de luz nos lasers e podem ser fatores limitantes no desempenho do sistema. Informações detalhadas sobre lasers de transmissão óptica e suas características podem ser encontradas em [19].

2.1.2 MODULADORES ÓPTICOS

Além dos lasers, os transmissores ópticos de altas taxas de transmissão também possuem moduladores externos em sua composição. A função dos moduladores nos

sistemas de comunicações ópticas é modular a portadora óptica com a informação proveniente de um sinal elétrico mensagem.

Diferentes estruturas de moduladores ópticos podem ser usadas para aplicações distintas, sendo as principais: o modulador de fase (PM – *phase modulator*), o modulador Mach-Zehnder (MZM – *Mach-Zehnder modulator*), o modulador de fase e quadratura (IQM – *in-phase and quadrature modulator*) e o modulador com multiplexação de polarização (PDM – *polarization diversity modulator*).

2.1.2.1 MODULADOR DE FASE

Um modulador de fase é composto por um guia de onda contido em um substrato eletro-óptico, normalmente o niobato de lítio (LiNbO_3) [20]. A Figura 3 ilustra o diagrama esquemático de um modulador de fase. Sabe-se que, pelo efeito de Pockels [2], existe uma variação linear do índice de refração do guia de onda quando uma tensão externa $u(t)$ é aplicada ao mesmo. Dessa maneira, é possível modular a fase do campo elétrico da portadora óptica de entrada ($E_{in}(t)$) na região envolvida pelo eletrôdo.

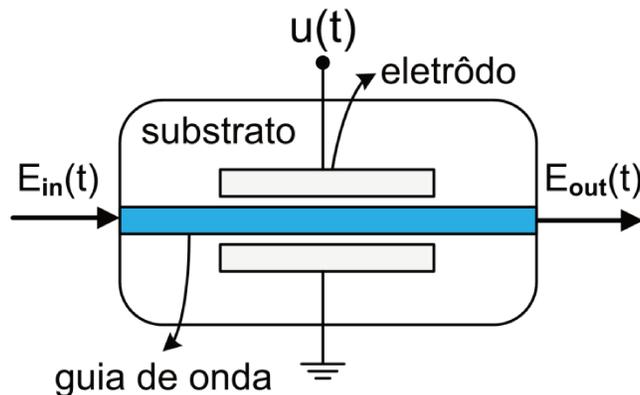


Figura 3: Modulador de fase.

Nas especificações de um modulador de fase, existe um valor de tensão aplicada necessária para defasar o campo elétrico do sinal de entrada de π radianos, a chamada tensão V_π . Dessa maneira, a relação entre os campos elétricos da portadora óptica de entrada $E_{in}(t)$ e o sinal modulado de saída $E_{out}(t)$ é dada por [19]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t)e^{j\varphi_{PM}(t)} = E_{in}(t)e^{j\frac{u(t)}{V_{\pi}}\pi}, \quad (6)$$

onde $\varphi_{PM}(t)$ é a modulação de fase. Em (6), destaca-se, também, a relação entre a tensão externa aplicada ao modulador $u(t)$ e $\varphi_{PM}(t)$.

2.1.2.2 MODULADOR MACH-ZEHNDER

Pelo princípio da interferência, o processo de modulação de fase também pode ser usado para realizar a modulação da intensidade de uma portadora óptica. A Figura 4 ilustra a estrutura interferométrica usada para esse tipo de modulação, que é baseada naquela de um interferômetro de Mach-Zehnder. Por essa razão, esse tipo de modulador recebe o nome de modulador Mach-Zehnder.

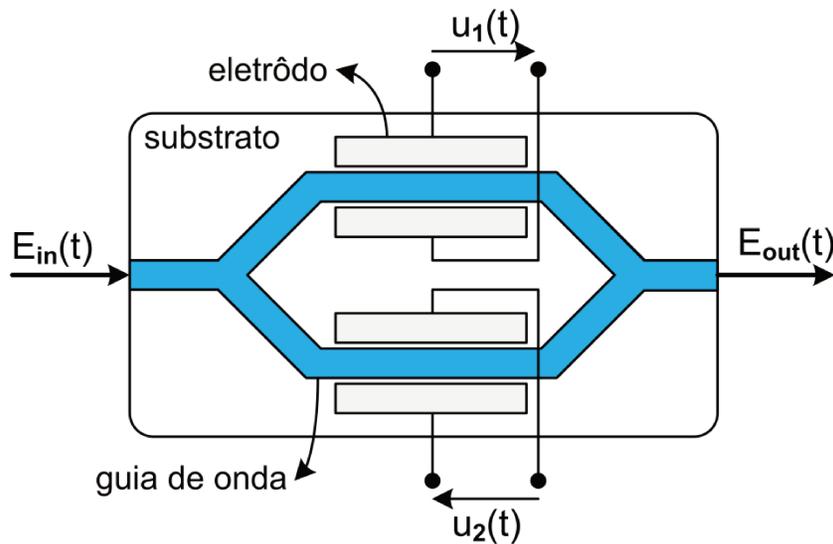


Figura 4: Modulador Mach-Zehnder.

Nessa estrutura, a luz de entrada é dividida em dois caminhos, ou braços, cada um contendo um modulador de fase que pode ser controlado de forma independente. Depois de realizada a modulação de fase em cada braço, os dois campos ópticos são recombinados. A interferência, após a recombinação, pode ser construtiva ou destrutiva, dependendo do desvio de fase relativo entre cada braço. Desconsiderando-se a perda de inserção, a resposta de saída do MZM é dada por [19]:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}), \quad (7)$$

onde $\varphi_1(t)$ e $\varphi_2(t)$ representam os desvios de fase nos braços superior e inferior do MZM, respectivamente.

Quando operado com tensões idênticas aplicadas a ambos os braços ($u_1(t) = u_2(t) = u(t)$), modo de operação conhecido como *push-push*, os desvios de fase também são idênticos ($\varphi_1(t) = \varphi_2(t)$) e uma modulação puramente de fase é obtida. No entanto, quando operado com tensões de sinais opostos ($u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$), modo de operação *push-pull*, os desvios de fase também possuem sinais opostos ($\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$) e uma modulação de amplitude poder ser obtida na saída do MZM, dependendo do ponto de operação do modulador. Para o modo *push-pull* e tensões $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$, a relação entre os campos de entrada e saída do MZM é dada por [19]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{u(t)}{2V\pi} \pi\right), \quad (8)$$

onde $\Delta\varphi_{MZM}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$ é o desvio de fase induzido entre os campos de ambos braços do MZM. De (8), a função de transferência de potência do MZM é [19]:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\Delta\varphi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u(t)}{V\pi} \pi\right). \quad (9)$$

A Figura 5 ilustra a resposta de um MZM no modo *push-pull* para dois pontos de operação (OP – *operation point*), o ponto de quadratura e o ponto de mínima transmitância. O ponto de operação é selecionado aplicando uma tensão de operação de corrente direta (DC – *direct current*) específica ao MZM. Para o ponto de quadratura, a tensão de operação DC é de $u(t) = -V_\pi/2 \pm kV_\pi$, onde k é inteiro, resultando em uma transmissão de 50% da potência óptica de entrada. No ponto de mínima transmitância, a tensão de operação DC é de $u(t) = -V_\pi \pm k2V_\pi$, onde k é inteiro, resultando em um bloqueio da potência óptica de entrada. Verifica-se, em ambos os casos, que, para uma tensão aplicada $u(t) = V_\pi$, um desvio de fase de π rad na função de transferência de

potência é obtido, enquanto que, para a função de transferência do campo elétrico, o desvio de fase correspondente é de $\pi/2$ rad.

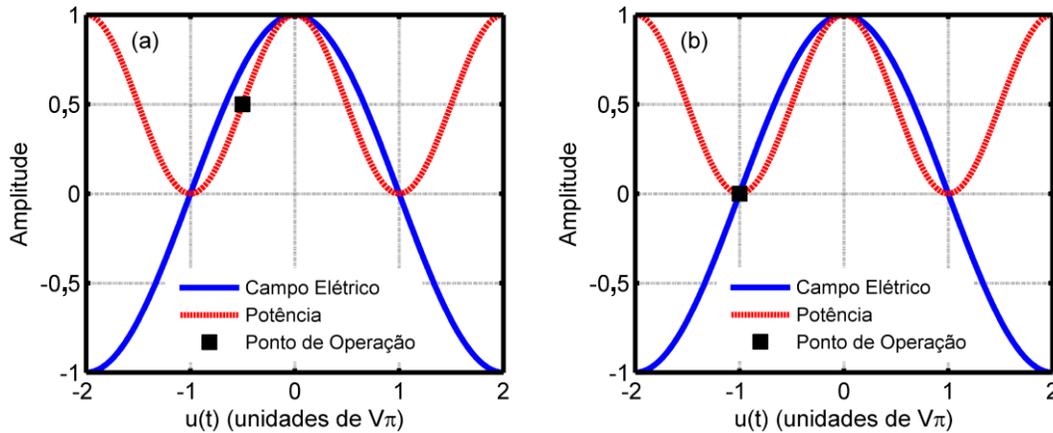


Figura 5: Resposta normalizada de saída de um MZM na configuração *push-pull* para o campo elétrico e a potência, considerando-se diferentes pontos de operação: (a) quadratura e (b) mínima transmitância.

Em uma determinada configuração, o MZM pode ser usado para se obter uma modulação do tipo OOK, como ilustra a Figura 6. Nesse tipo de modulação, a luz é chaveada entre dois estados, “aceso” (presença de luz) e “apagado” (ausência de luz), referentes aos bits “1” e “0”, respectivamente. Um transmissor OOK, representado na Figura 6 (a), é composto por um laser, um sinal modulante elétrico binário com tensão pico a pico de valor V_{π} , e um MZM no modo *push-pull* configurado para o ponto de operação em quadratura. Dessa maneira, como ilustrado na Figura 6 (b), o sinal óptico de saída excursionará entre os pontos de máxima e mínima potência. Portanto, quando o sinal modulante estiver em nível alto, o sinal óptico de saída estará “aceso”, representando o bit “1”. Caso contrário, quando o sinal modulante estiver em nível baixo, o sinal óptico de saída estará “apagado”, representando o bit “0”. Verifica-se que a informação está contida na potência óptica de saída, representando a chamada modulação de intensidade. A Figura 6 (c) mostra o diagrama de constelação para a modulação OOK.

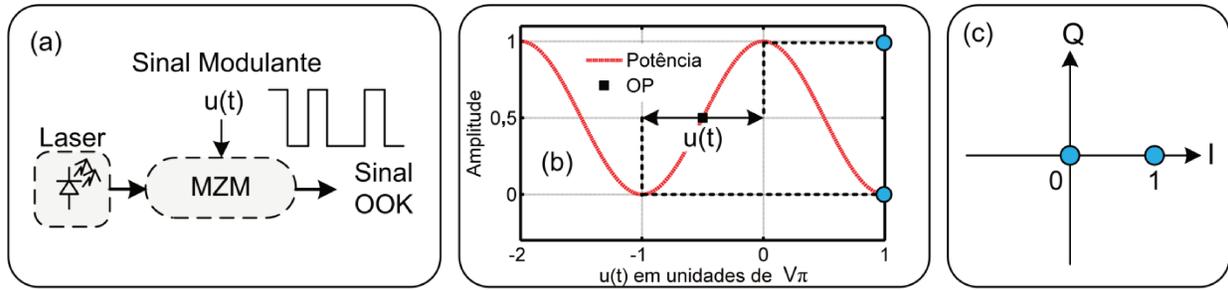


Figura 6: Modulação OOK: (a) estrutura do transmissor, (b) resposta da operação do MZM e (c) diagrama de constelação para o tipo de modulação.

Se o mesmo MZM no modo *push-pull* for configurado para o ponto de operação de mínima transmitância, uma tensão pico a pico externa de $2V_{\pi}$ aplicada ao MZM produz uma modulação por chaveamento binário de fase (BPSK – *binary phase-shift keying*) com esse tipo de modulador. Esse tipo de operação do MZM será explorado a seguir, com a descrição do IQM.

2.1.2.3 MODULADOR EM FASE E EM QUADRATURA

Outro dispositivo fundamental em transmissores ópticos coerentes é o modulador óptico de fase e quadratura, composto por um PM e dois MZMs, como ilustra a Figura 7.

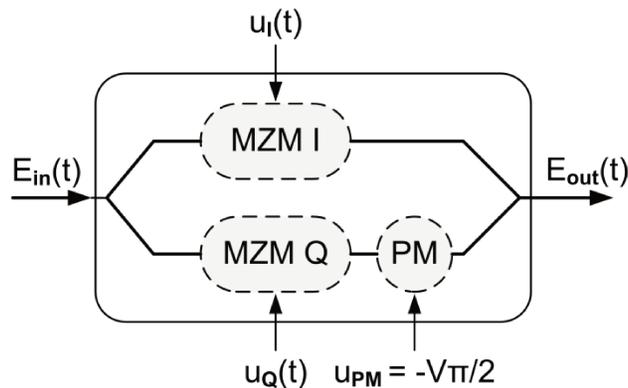


Figura 7: Modulador óptico de fase e quadratura.

Nessa estrutura, o sinal de entrada $E_{in}(t)$ é dividido entre dois braços, fase (I) e quadratura (Q). Em cada braço, uma modulação do campo é realizada nos MZMs, configurados no modo *push-pull* e no ponto de mínima transmitância. Um PM é usado

para aplicar um desvio de fase de $\pi/2$ radianos no braço Q, de forma que os sinais nos braços I e Q sejam ortogonais. Em seguida, os sinais de ambos os braços são recombinados, e o sinal de saída do modulador é obtido. A resposta do campo elétrico na saída de um IQM sem perdas é dada por [19]:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi\right), \quad (10)$$

onde $u_I(t)$ e $u_Q(t)$ são as tensões independentes aplicadas aos MZMs dos braços I e Q, respectivamente. Dessa maneira, qualquer símbolo no plano em fase e em quadratura (IQ – *in-phase and quadrature*) e, conseqüentemente, qualquer sinal com formato de modulação de amplitude em quadratura (QAM – *quadrature-amplitude modulation*) pode ser obtido com essa estrutura de modulador. Verifica-se que, diferente da modulação de intensidade nos transmissores OOK, a informação também está contida na fase do campo elétrico nos transmissores IQ.

A Figura 8 (a) ilustra o diagrama esquemático para a geração de um sinal com formato de modulação por chaveamento de fase em quadratura (QPSK – *quadrature phase-shift keying*). Nesse arranjo utiliza-se um laser, um IQM e dois sinais modulantes binários independentes com tensão pico a pico de $2V_\pi$. A resposta do campo elétrico do MZM de um dos braços do IQM é ilustrada na Figura 8 (b), que mostra a variação da amplitude do campo entre os valores máximo e mínimo quando $2V_\pi$ é aplicado em torno do OP (variação de fase de π rad). Nesta configuração, são criados sinais com formato de modulação BPSK em cada braço do IQM que, após o desvio de fase de $\pi/2$ radianos no braço Q, são combinados para formar o sinal QPSK. O diagrama de constelação do sinal QPSK obtido é apresentado na Figura 8 (c).

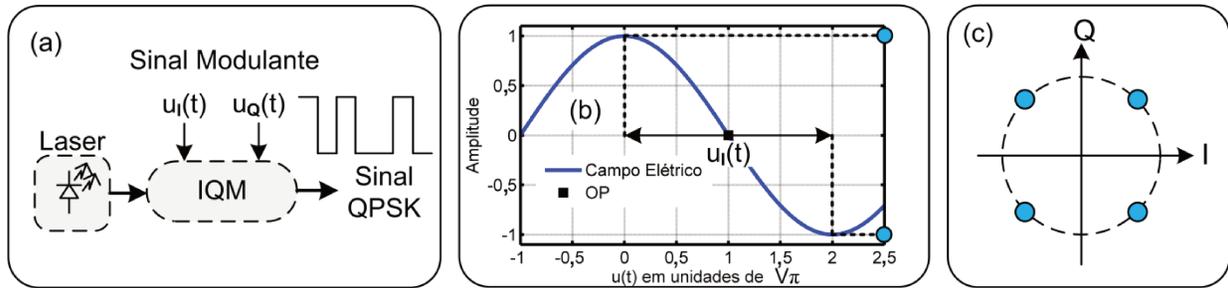


Figura 8: Modulação QPSK: (a) estrutura do transmissor, (b) operação do MZM de um dos braços do IQM, com geração de sinal BPSK, e (c) diagrama de constelação QPSK.

A Figura 9 (a) ilustra o diagrama esquemático para a geração de um sinal com formato de modulação QAM de 16 pontos (16QAM – *16-level quadrature amplitude modulation*). Esse arranjo é similar ao ilustrado na Figura 8 (a), para a obtenção do sinal QPSK, com a diferença de que os sinais modulantes são quaternários. A resposta do campo elétrico do MZM de um dos braços do IQM é ilustrada na Figura 9 (b). Nesta configuração, são criados sinais ópticos com modulação de amplitude por pulsos de quatro níveis (4PAM – *4-level pulse amplitude modulation*) em cada braço do IQM, que, em seguida, são combinados para formar o sinal 16QAM. O diagrama de constelação do sinal 16QAM obtido é apresentado na Figura 9 (c).

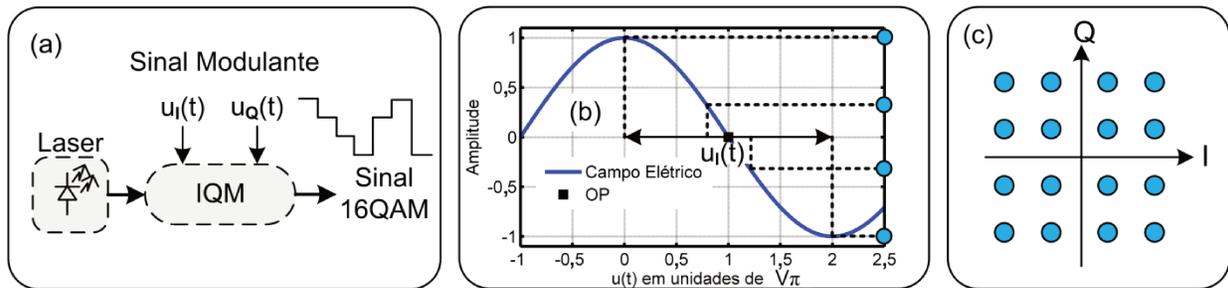


Figura 9: Modulação 16QAM: (a) estrutura do transmissor, (b) operação do MZM de um dos braços do IQM e geração de sinal 4PAM, e (c) diagrama de constelação 16QAM.

2.1.2.4 MODULADOR COM MULTIPLEXAÇÃO DE POLARIZAÇÃO

Além de usar a ortogonalidade do plano-IQ para a modulação de sinais em amplitude e em fase, a portadora óptica permite o uso da polarização como outra dimensão para a multiplexação de sinais. O conceito da multiplexação em polarização

consiste na transmissão de sinais independentes em modos de polarização ortogonais da portadora óptica. Devido à ortogonalidade entre as polarizações na transmissão, é possível separar os sinais modulados em cada modo de polarização na recepção. Dessa maneira, o uso da multiplexação de polarização permite dobrar a eficiência espectral dos sinais ópticos transmitidos. Sinais com multiplexação em polarização também são chamados de sinais com dupla polarização (DP – *dual polarization*).

A Figura 10 ilustra o diagrama esquemático de um PDM usado para modular sinais IQ em dupla polarização. Nessa estrutura, a portadora óptica proveniente de um laser é dividida entre dois braços (X e Y). Em seguida, o sinal em cada braço é modulado por uma estrutura de IQM (Figura 7). Após a modulação, a polarização do sinal do braço Y é girada de $\pi/2$ rad. Finalmente, os sinais em cada braço, com modos de polarizações ortogonais, são sobrepostos por um combinador de polarização (PBC – *polarization beam combiner*). Qualquer formato de modulação IQ, como o QPSK e o 16QAM, pode ser aplicado em um PDM, gerando sinais DP-QPSK e DP-16QAM, respectivamente.

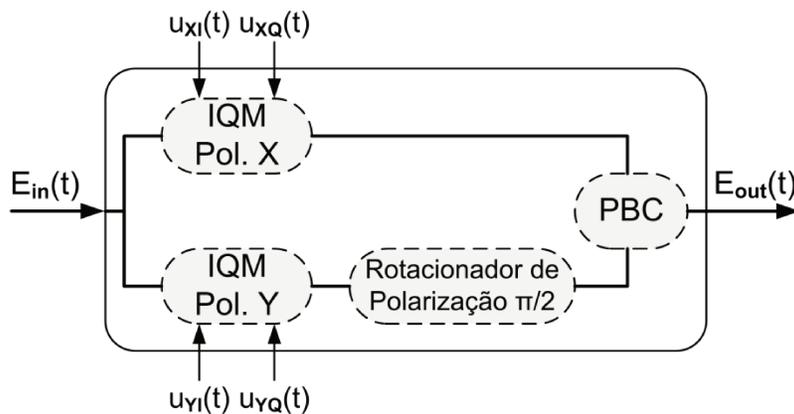


Figura 10: Modulador óptico com multiplexação de polarização.

2.2 CANAL DE COMUNICAÇÕES

Em um sistema de comunicações, o canal de comunicações é composto pelos elementos que são inseridos entre o transmissor e o receptor, tais como o meio de

propagação, os elementos passivos e os elementos ativos. Em um sistema ideal, o sinal recebido seria idêntico ao sinal transmitido. No entanto, o canal de comunicações agrega diversos efeitos ao sinal transmitido, degradando sua qualidade ao ser recebido. A Figura 11 ilustra um exemplo de canal de comunicações para sistemas de transmissão óptica.

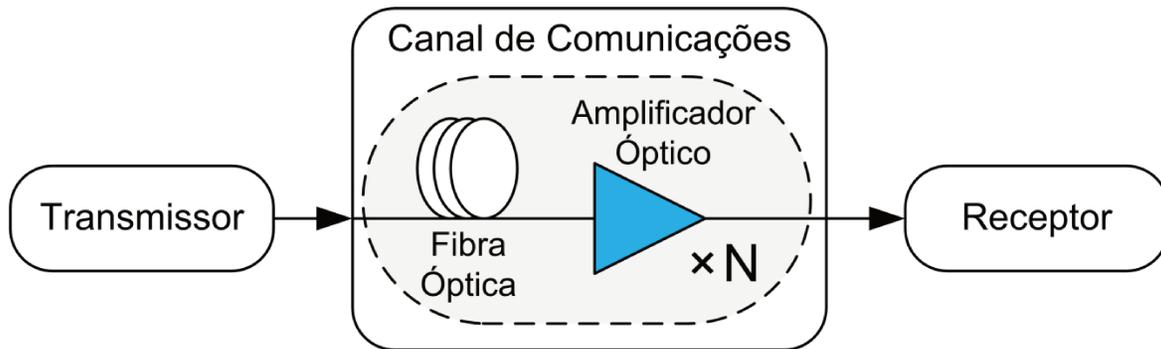


Figura 11: Exemplo de canal de comunicações para sistemas de transmissão óptica.

Os principais elementos do canal de comunicações em um sistema de transmissão óptica são: a fibra óptica e o amplificador óptico.

2.2.1 FIBRA ÓPTICA

O meio de propagação em sistemas de comunicações ópticas é a fibra óptica, ou seja, o sinal gerado pelo transmissor é propagado pela fibra óptica antes de alcançar o receptor. A fibra óptica impõe diversos efeitos ao sinal, tais como efeitos atenuantes, efeitos dispersivos e efeitos não-lineares.

2.2.1.1 EFEITOS ATENUANTES

Os efeitos atenuantes (ou perdas) impostos pela fibra óptica representam fatores limitantes nos sistemas de comunicações ópticas, pois reduzem a potência do sinal recebido. Como os receptores requerem um valor mínimo de potência de sinal para recuperar a informação nele contida, a chamada sensibilidade do receptor, o alcance do sistema é diretamente afetado pelas perdas da fibra óptica.

Em geral, se um sinal com potência de entrada P_{in} em (dBm) é lançado em uma fibra óptica de comprimento L em (km) , a potência de saída P_{out} em (dBm) do sinal é dada por [2]:

$$P_{out} = P_{in} - \alpha L, \quad (11)$$

onde α em (dB/km) é o coeficiente de atenuação da fibra óptica. Diversos fatores contribuem na constituição do coeficiente de atenuação. Informações detalhadas sobre os efeitos atenuantes da fibra óptica podem ser encontradas em [2],[21].

2.2.1.2 EFEITOS DISPERSIVOS

Os efeitos dispersivos fazem com que diferentes componentes do sinal transmitido se propaguem na fibra óptica com velocidades diferentes, alcançando o receptor em instantes de tempo diferentes. Nas fibras ópticas monomodo padrão (SSMF – *standard single-mode fiber*), o tipo de fibra óptica mais instalada no mundo, os principais efeitos dispersivos são a dispersão cromática e, em sistemas de altíssimas taxas de transmissão, também, a dispersão dos modos de polarização (PMD – *polarization mode dispersion*).

O efeito da CD ocorre quando as componentes espectrais do pulso transmitido viajam com velocidades diferentes durante a propagação pela fibra óptica, resultando em um alargamento temporal no pulso recebido. Se um pulso de largura espectral $\Delta\lambda$ em (nm) é transmitido em uma fibra óptica de comprimento L em (km) , o alargamento temporal ΔT em (ps) do pulso recebido é dado por [2]:

$$\Delta T = DL\Delta\lambda, \quad (12)$$

onde D em $(ps/nm.km)$ é o coeficiente de dispersão cromática da fibra óptica. Diferentes fatores contribuem na constituição do coeficiente de dispersão cromática. Informações detalhadas sobre o efeito da CD na fibra óptica podem ser encontradas em [2],[21].

O efeito da PMD é relacionado ao fenômeno da birrefringência da fibra óptica, causada pelas imperfeições do núcleo da fibra óptica em referência ao de uma fibra com

núcleo cilíndrico ideal. A birrefringência resulta em diferentes índices de refração associados às componentes de polarização ortogonais do modo fundamental da fibra óptica, ocasionando diferentes velocidades de propagação para diferentes modos de polarização [2],[21]. A média temporal do atraso entre os modos de polarização ortogonais após a propagação por uma fibra óptica de comprimento L em (km) é dada por [2]:

$$\langle \Delta T \rangle = D_p \sqrt{L}, \quad (13)$$

onde $\langle \Delta T \rangle$ em (ps) é o atraso diferencial de grupo (DGD – *differential group delay*) e D_p em (ps/ \sqrt{km}) é o parâmetro de PMD. Informações detalhadas sobre o efeito da PMD na fibra óptica podem ser encontradas em [2],[21].

2.2.1.3 EFEITOS NÃO-LINEARES

Como qualquer dielétrico, a resposta da fibra óptica à luz se torna não-linear para campos eletromagnéticos intensos. Apesar da sílica não ser um material altamente não-linear, a geometria do guia de onda provoca o aparecimento de efeitos não-lineares devido ao confinamento da luz em uma pequena área de seção transversal, fazendo desses efeitos fatores limitantes em sistemas atuais de comunicações ópticas.

Os principais efeitos não-lineares que limitam os sistemas de comunicações ópticas devem-se a variações no índice de refração da fibra óptica causadas pela intensidade do sinal propagante. A dependência do índice de refração do material em função do campo elétrico aplicado é denominada de efeito Kerr [22]. Dependendo do sinal de entrada, as não-linearidades relativas ao efeito Kerr se manifestam em três efeitos distintos: a auto-modulação de fase (SPM – *self-phase modulation*), a modulação de fase cruzada (XPM – *cross-phase modulation*) e a mistura de quatro ondas (FWM – *four-wave mixing*). Tais efeitos atuam sobre o sinal propagante, causando distorções de fase e de amplitude. Uma vez que, em sistemas de comunicações ópticas coerente, a portadora modulada

carrega a informação na fase e na amplitude, a resposta não-linear da fibra óptica pode degradar severamente o desempenho do sistema.

De maneira geral, os efeitos não-lineares impõem um limiar de potência máxima que pode ser lançada na fibra óptica, no qual, acima de tal valor, o sinal é severamente degradado e sua recuperação pode se tornar inviável. O limiar de potência máxima, ou limiar não-linear, varia em função do formato de modulação empregado. Em geral, quanto maior a ordem do formato de modulação, menor é o limiar não-linear. Informações detalhadas sobre os efeitos não-lineares na fibra óptica podem ser encontradas em [2],[21],[22].

2.2.2. AMPLIFICADORES ÓPTICOS

Em um sistema de comunicações ópticas, o sinal transmitido é atenuado com a propagação pela fibra e, após certa distância, a potência do sinal é muito fraca para ser detectada. Atualmente, a amplificação óptica é o principal meio usado para restaurar a potência do sinal óptico em sistemas de transmissão de longas distâncias. Os amplificadores ópticos comerciais possuem ampla largura de banda, podendo amplificar, simultaneamente, vários canais em um sistema WDM. Além disso, os amplificadores ópticos são insensíveis à taxa de transmissão e ao formato de modulação dos sinais que amplifica.

O tipo de amplificador mais usado nos sistemas ópticos é o EDFA. Uma combinação de fatores faz do EDFA a principal tecnologia de amplificação óptica atualmente, como a disponibilidade de lasers de bombeio de alta potência compactos e confiáveis, o fato de ser um dispositivo a fibra (o que o torna independente a polarização e de fácil acoplamento de luz), a simplicidade do dispositivo, e o fato de não introduzir interferência entre canais (ICI – *inter-channel interference*) quando amplifica sinais WDM.

Além dos EDFAs, outra tecnologia de amplificação empregada em sistemas ópticos é a amplificação Raman. A amplificação Raman tem como princípio um efeito não-linear chamado espalhamento Raman estimulado [2], que usa a fibra óptica como região de ganho por meio de lasers de bombeio de alta potência. Apesar de possuírem menor figura de ruído (NF – *noise figure*) que os EDFAs, os amplificadores Raman possuem baixa eficiência de ganho e requerem lasers de bombeio caros de alta potência. Informações detalhadas sobre o EDFA e outras tecnologias de amplificação óptica podem ser encontradas em [1].

No entanto, os amplificadores ópticos não são dispositivos perfeitos. Eles introduzem ruído ao sinal amplificado devido ao processo de emissão espontânea, e esse ruído é acumulado com a passagem do sinal por múltiplos estágios de amplificação. Além disso, o ruído introduzido é também amplificado, processo denominado de emissão espontânea amplificada (ASE – *amplified spontaneous emission*).

A ASE é o principal fator degradante em sistemas de transmissão óptica de longas distâncias, limitando o seu alcance máximo. Seu fator de degradação pode ser medido pela relação sinal-ruído óptica (OSNR – *optical signal-to-noise ratio*). Quando um sistema de transmissão de longa distância com N enlaces de fibra óptica é considerado, a potência total da ASE adicionada pelos amplificadores ópticos é igual a $P_{ASE}N$, assumindo-se que cada amplificador insere uma potência de ruído P_{ASE} em (W) e que todos os enlaces possuem a mesma perda. Após N lances de fibra e estágios de amplificação, a OSNR do sinal é dada por [21]:

$$OSNR = \frac{P_S}{P_{ASE}N} \quad (14)$$

onde P_S em (W) é a potência do sinal na saída do sistema. Verifica-se que a OSNR de saída do sistema é degradada com a passagem do sinal por múltiplos amplificadores ópticos.

O desempenho de um sistema atual de transmissão óptica de longo alcance depende diretamente da OSNR do sinal recebido. Em geral, os sistemas de transmissão óptica possuem uma especificação de OSNR mínima para que o sinal possa ser recuperado pelo receptor. Essa especificação varia, principalmente, em função da taxa de símbolos e do formato de modulação empregado. Em geral, quanto maior a taxa de símbolos e a ordem do formato de modulação, maior a OSNR mínima requerida e, conseqüentemente, menor o alcance do sistema. Geralmente, empregam-se códigos corretores de erro (FEC – *forward error correction*) para reduzir o limiar de OSNR mínima requerida em sistemas de transmissão óptica [23].

Sistemas que empregam FEC utilizam uma sobrecarga (*overhead*) na taxa de transmissão para incorporar redundância ao sinal transmitido e, conseqüentemente, reduzir a probabilidade de erro após a decodificação do sinal no receptor. Apesar de melhorar o desempenho do sistema de comunicações, o aumento da sobrecarga na taxa de transmissão resulta em redução da eficiência espectral do sistema. A eficiência espectral do sistema é dada pela razão entre a taxa de dados efetiva transmitida e a largura de banda do canal.

O desempenho de sistemas de comunicações digitais com formatos de modulação avançados na presença de ruído é caracterizado por meio de uma curva da taxa de erro de bits (BER – *bit error rate*) em função da relação sinal-ruído (SNR – *signal-to-noise ratio*) [17]. Quanto maior a potência de ruído, menor é a SNR e, conseqüentemente, pior é o desempenho do sistema. Sistemas de comunicações ópticas usam a OSNR para caracterizar seu desempenho, definida por [24]:

$$OSNR = \frac{P_S}{2N_{ASE}B_{ref}}, \quad (15)$$

onde P_S em (W) é a potência média total do sinal óptico nas duas polarizações, N_{ASE} em (W/Hz) é a densidade espectral da ASE em uma polarização e B_{ref} em (Hz) é a largura de banda de referência do ruído. Normalmente B_{ref} usa o valor de 12,5 GHz,

correspondente a 0,1 nm para a região de comprimento de onda de 1550 nm. O fator 2 no denominador de (15) é usado para normalizar a potência de ruído para duas polarizações. A definição de OSNR em (15) é aplicada para sistemas ópticos com qualquer formato de modulação, taxa de transmissão e tecnologia de amplificação.

A definição da OSNR difere da SNR pelo fato de que usa a potência de ruído contida em uma largura de banda de referência fixa (B_{ref}), além de considerar as potências de sinal e ruído em ambos os modos de polarização. As grandezas de OSNR e SNR podem ser relacionadas por [24]:

$$OSNR = \frac{pR_s}{2B_{ref}} SNR, \quad (16)$$

onde p se refere ao número de modos de polarização do sinal óptico e R_s é a taxa de símbolos.

A Figura 12 apresenta as curvas de desempenho teórico de BER em função da OSNR, com banda de referência de ruído de 0,1 nm, para sinais ópticos DP-QPSK, DP-16QAM e QAM de 64 pontos em dupla polarização (DP-64QAM – *dual-polarization 64-level quadrature amplitude modulation*) para taxa de símbolos de 28 GBd. Uma referência de BER em 10^{-3} também é ilustrada na Figura 12. Verifica-se que, para se alcançar uma mesma BER, formatos de modulação de altas ordens requerem valores superiores de OSNR. Ou seja, deve-se aumentar a potência de sinal para garantir um mesmo desempenho do sistema. As curvas da Figura 12 também são conhecidas como curvas de transmissor e receptor consecutivos (B2B – *back-to-back*).

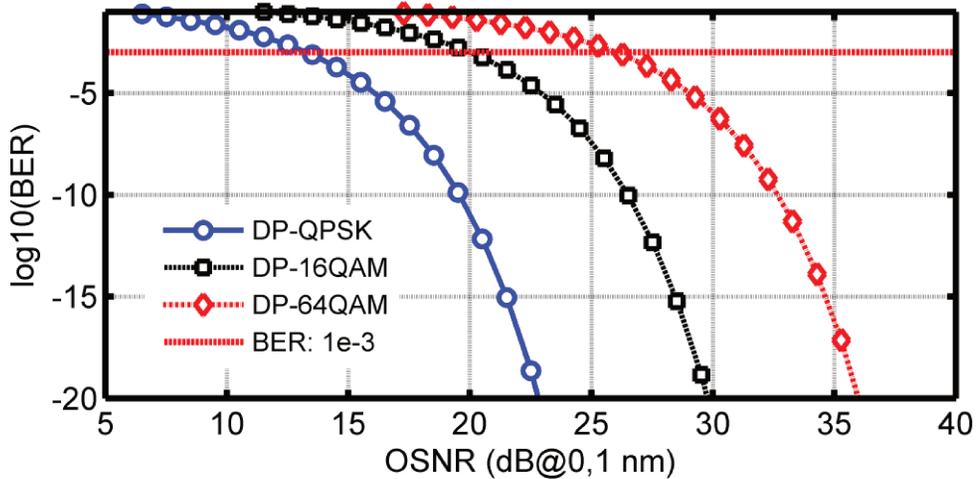


Figura 12: Desempenho teórico de BER em função da OSNR para sinais ópticos formatos de modulação avançados com taxa de símbolos de 28 GBd.

Além da OSNR e da BER, outros fatores são geralmente usados para mensurar a qualidade do sinal óptico, tais como o fator de qualidade (fator Q) e a magnitude do vetor de erro (EVM – *error vector magnitude*) [25]. Os limites de desempenho teórico apresentados nesta seção serão usados como comparativo nas análises de resultados experimentais (Capítulos 4 e 5) dos sistemas desenvolvidos neste trabalho.

2.3 RECEPTOR

O princípio da recepção em sistemas de comunicações ópticas coerentes é a conversão do sinal óptico modulado em altas frequências para um sinal elétrico em banda básica, por meio da mistura entre o sinal recebido e o de um oscilador local.

A tendência atual dos sistemas de comunicações ópticas coerentes é o emprego da detecção coerente intrádina em conjunto com DSP. Na detecção intrádina, as frequências dos sinais recebidos e a dos osciladores não são exatamente iguais, porém, muito próximas. Nesse caso, a coerência entre LO e o sinal recebido é obtida no domínio digital por meio de DSP, que também pode integrar outras possíveis funcionalidades, como a equalização do sinal, a recuperação de estados de polarização e a compensação dos efeitos dispersivos impostos pelo canal de comunicações.

As seções subsequentes detalham o princípio da detecção coerente em sistemas ópticos, assim como as arquiteturas para detecção coerente de formatos avançados de modulação e o conjunto de algoritmos de DSP empregados na recepção.

2.3.1 PRINCÍPIO DA DETECÇÃO COERENTE

Em um esquema básico de detecção óptica coerente, o sinal recebido e o oscilador local interferem para gerar uma corrente elétrica proporcional ao sinal mensagem, como ilustrado na Figura 13.

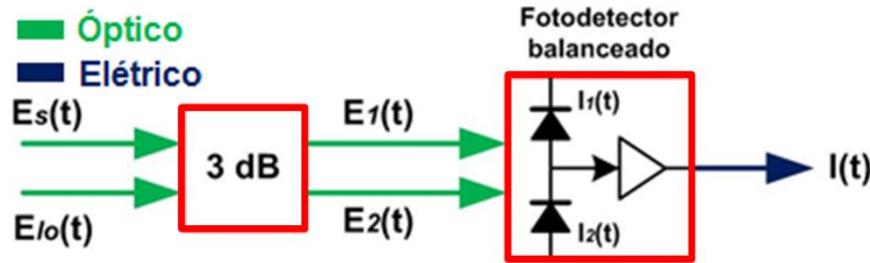


Figura 13: Princípio da detecção coerente.

Os campos elétricos normalizados do oscilador local e do sinal recebido podem ser expressos por [19]:

$$\mathbf{E}_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} e^{j(\omega_{lo}t + \varphi_{lo})} \mathbf{e}_{lo}, \quad (17)$$

$$\mathbf{E}_s(t) = \sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} a(t) e^{j\varphi(t)} \mathbf{e}_s, \quad (18)$$

onde, respectivamente ao oscilador local e ao sinal recebido, $\sqrt{P_{lo}}$ e $\sqrt{P_s}$ representam as amplitudes dos campos elétricos, ω_{lo} e ω_s são as frequências angulares, φ_{lo} e φ_s são os ângulos de fase, e \mathbf{e}_{lo} e \mathbf{e}_s são os vetores unitários que indicam as direções de polarização. Os símbolos da constelação recebida são definidos por $a(t)$ e $e^{j\varphi(t)}$ em (18).

A sobreposição entre os campos do LO e do sinal recebido ocorre no acoplador de 3 dB, resultando nos campos elétricos $\mathbf{E}_1(t)$ e $\mathbf{E}_2(t)$ que servem de entrada para o fotodetector balanceado, como ilustra a Figura 13. As correntes (fotocorrentes) na saída

de cada fotodetector interno do fotodetector balanceado, provenientes dos campos $\mathbf{E}_1(t)$ e $\mathbf{E}_2(t)$, são dadas por [19]:

$$I_1(t) = \frac{1}{2}RP_s a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{l_0} + R\sqrt{P_s P_{l_0}}a(t)\text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)](\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{l_0}), \quad (19)$$

$$I_2(t) = \frac{1}{2}RP_s a^2(t) + \frac{1}{2}RP_{l_0} - R\sqrt{P_s P_{l_0}}a(t)\text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)](\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{l_0}), \quad (20)$$

onde R é a responsividade dos fotodetectores e $\Delta\omega$ é a diferença entre as frequências do LO e do sinal recebido. A inversão do sinal nas equações (19) e (20) deve-se a função de transferência do acoplador de 3 dB [1], que realiza a sobreposição dos campos de entrada $\mathbf{E}_s(t)$ e $\mathbf{E}_{l_0}(t)$. A corrente de saída do fotodetector balanceado, que elimina as componentes DC das fotocorrentes $I_1(t)$ e $I_2(t)$ é, por fim, amplificada por um amplificador de transimpedância (TIA – *transimpedance amplifier*) e é dada por:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{l_0}}a(t)\text{sen}[\Delta\omega t + \varphi(t)](\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{l_0}). \quad (21)$$

De (21), observa-se que a fotocorrente de saída é diretamente proporcional aos valores de amplitude, fase e polarização do sinal transmitido. Desse modo, toda a informação contida na portadora óptica que foi modulada no transmissor é transferida para o domínio elétrico no receptor. O desempenho dos sistemas de detecção coerente é limitado pelo tempo de resposta, responsividade e pelo ruído dos fotodetectores balanceados [19].

2.3.2 DETECÇÃO DE SINAIS MODULADOS EM FASE E EM QUADRATURA

Para possibilitar a detecção das componentes em fase e em quadratura de sinais ópticos modulados com formatos de modulação digital de altas ordens, um esquema de recepção como ilustrado na Figura 14 deve ser empregado.

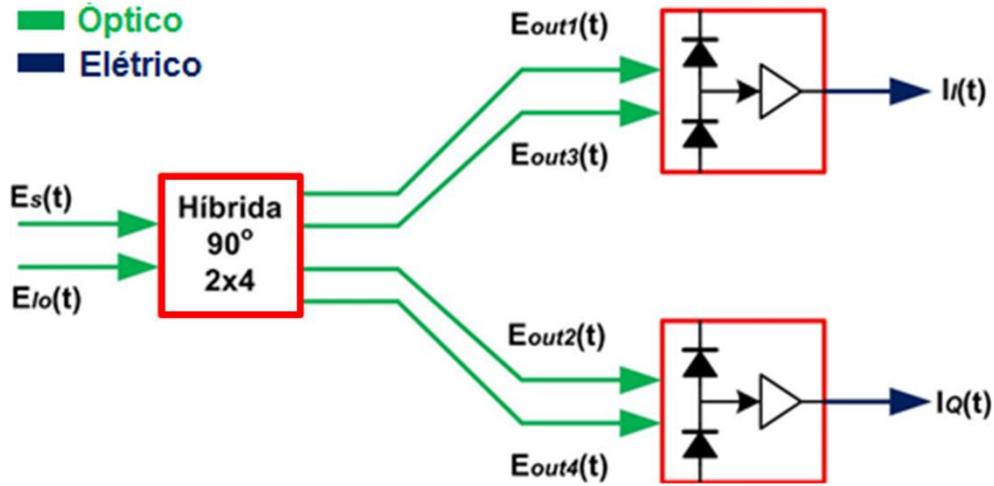


Figura 14: Detecção coerente de sinais modulados em fase e em quadratura.

Nesse tipo de receptor, o sinal recebido e o LO são misturados em uma híbrida de 90° do tipo 2×4 (duas entradas, quatro saídas), cujas saídas servem como entrada para dois fotodetectores balanceados. A híbrida $90^\circ 2 \times 4$ é um dispositivo passivo de fundamental importância em receptores coerentes, pois permite a mistura dos campos que possibilita a detecção das componentes em fase e em quadratura de um sinal óptico modulado. A função de transferência e a potência óptica em cada saída da híbrida $90^\circ 2 \times 4$ são dadas respectivamente por [19]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{out_1}(t) \\ \mathbf{E}_{out_2}(t) \\ \mathbf{E}_{out_3}(t) \\ \mathbf{E}_{out_4}(t) \end{bmatrix} = \frac{e^{j\psi}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s(t) \\ \mathbf{E}_{lo}(t) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

$$\mathbf{P}_{out_n}(t) = \frac{1}{4} |\mathbf{E}_s(t)|^2 + \frac{1}{4} |\mathbf{E}_{lo}(t)|^2 + \frac{1}{2} |\mathbf{E}_s(t)| |\mathbf{E}_{lo}(t)| \cos[\phi_1(t) - \phi_2(t) - n \times 90^\circ + \psi] \quad (23)$$

Observa-se em (22) que os termos de saída adjacentes da híbrida $90^\circ 2 \times 4$ estão em quadratura, enquanto os demais termos são usados para a detecção balanceada. Como são necessários que os campos de entrada em um fotodetector balanceado estejam defasados de π radianos, os pares $[\mathbf{E}_{out_1}(t), \mathbf{E}_{out_3}(t)]$ e $[\mathbf{E}_{out_2}(t), \mathbf{E}_{out_4}(t)]$ são usados em suas entradas. Considerando o desvio de fase (ψ) igual à zero, as fotocorrentes em fase e em quadratura obtidas nas saídas dos fotodetectores são dadas por [19]:

$$I_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{I_o}} a(t) \cos[\Delta\omega t + \varphi(t)] (\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{I_o}), \quad (24)$$

$$I_Q(t) = 2R\sqrt{P_s P_{I_o}} a(t) \sin[\Delta\omega t + \varphi(t)] (\mathbf{e}_s \cdot \mathbf{e}_{I_o}). \quad (25)$$

Dessa forma, é possível recuperar as informações moduladas em amplitude e fase no plano-IQ dos sinais ópticos gerados no transmissor.

2.3.3 DETECÇÃO DE SINAIS COM MULTIPLEXAÇÃO DE POLARIZAÇÃO

De (24) e (25), verifica-se que as fotocorrentes em fase e em quadratura dependem do estado de polarização do sinal recebido e do oscilador local. Modos de polarização paralelos nas entradas da híbrida são necessários para uma máxima fotocorrente de saída. Para garantir essa condição na detecção de sinais com multiplexação de polarização, a diversidade de polarização é aplicada aos receptores.

Para implementar a diversidade de polarização nos receptores, dois detectores IQ, previamente apresentados na Seção 2.3.2, devem ser empregados, como ilustra a Figura 15. O uso de divisores de feixes por polarização (PBS – *polarization beam splitters*) garante que os modos de polarização de entrada em cada detector IQ sejam paralelos, maximizando as fotocorrentes de saída. O PBS divide o sinal de entrada em duas componentes de polarizações ortogonais.

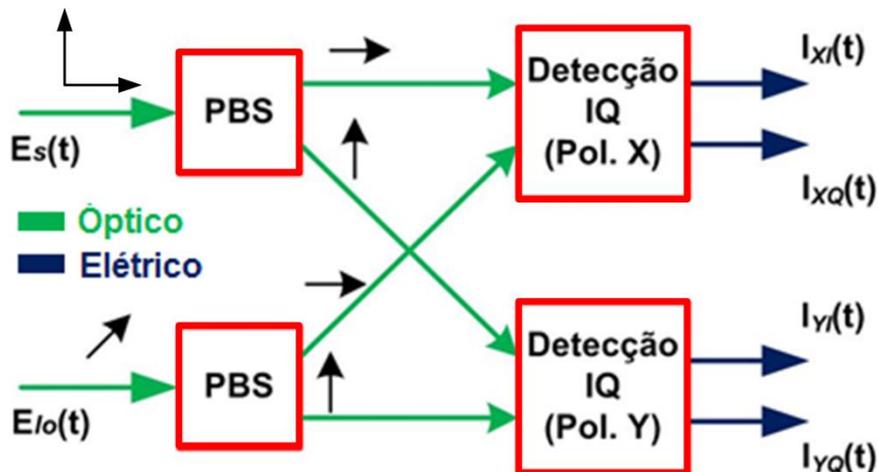


Figura 15: Configuração de um receptor com diversidade de polarização.

O oscilador local, composto por um laser que possui um modo de polarização bem definido, deve estar polarizado a 45° em relação à referência do PBS, garantindo uma divisão de potência equalizada entre as componentes de saída do PBS. O sinal recebido, com duas polarizações ortogonais, chega a outro PBS e é dividido entre suas componentes de polarização ortogonais. As saídas de ambos os PBS são combinadas entre componentes com o mesmo modo de polarização (polarizações X e Y) e enviadas para dois arranjos de detecção IQ.

As quatro fotocorrentes de saída são referentes às componentes em fase e em quadratura (I e Q) de cada polarização (X e Y) do sinal transmitido. O subsistema de recepção ilustrado na Figura 15 é empregado na fabricação de um dispositivo comercial, chamado de receptor coerente integrado (ICR – *integrated coherent receiver*) ou, apenas, receptor coerente.

2.3.4 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

A principal vantagem da detecção coerente é que todas as características do sinal no domínio óptico são transferidas para o domínio elétrico, permitindo que o sinal seja amostrado por ADCs e, em seguida, tratado no domínio digital. No tratamento do sinal, é possível o emprego de algoritmos de processamento digital de sinais para realizar a coerência, corrigindo o desvio de frequência e compensando o ruído de fase. Além disso, também é possível se compensar efeitos dispersivos oriundos da propagação do sinal pela fibra óptica, bem como realizar a sincronização temporal do sinal recebido.

Na recepção de sinais com multiplexação de polarização, o sinal óptico recebido é convertido em quatro sinais elétricos reais, correspondentes às componentes em fase e em quadratura das polarizações X e Y, como apresentado na Seção 2.3.3. Em seguida, estes sinais elétricos são amostrados por ADCs de alta velocidade. Os sinais amostrados constituem a entrada para um conjunto de blocos, ou algoritmos, de processamento digital de sinais, ilustrado na Figura 16.

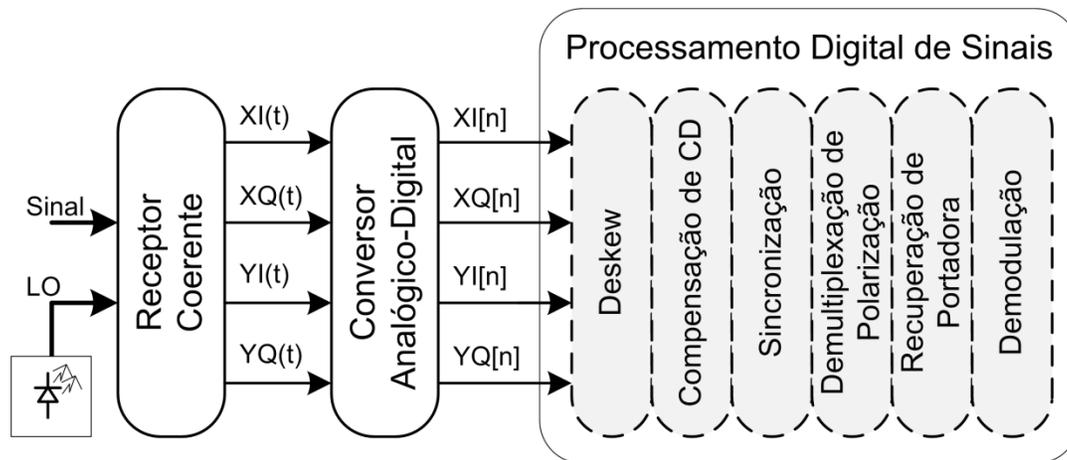


Figura 16: Blocos de processamento digital de sinais para receptores ópticos coerentes.

Após a amostragem, os sinais digitais passam pelo bloco “*Deskew*”, que consiste em um conjunto de interpoladores reais que alinham temporalmente as componentes em fase e em quadratura de cada polarização [27]. Este bloco compensa a eventual dessincronização entre os instantes de amostragem e, também, as diferenças entre os comprimentos elétricos das ligações entre o receptor coerente e os ADCs.

Na sequência, o bloco “*Compensação de CD*” compensa a dispersão cromática acumulada pela propagação do sinal na fibra óptica. Este algoritmo consiste em um filtro equalizador estático, que pode ser realizado tanto no domínio do tempo [28], quanto no domínio da frequência [29]. Detalhes sobre algoritmos de compensação de CD podem ser encontrados em [26].

O bloco “*Sincronização*” é responsável pelo sincronismo do sinal recebido, realizando uma interpolação para, exatamente, 2 amostras por símbolo. O sincronismo compensa possíveis erros de relógio e desvios de temporização do sinal recebido. Existem diversos métodos para se realizar o sincronismo por algoritmos de DSP. Destaca-se o algoritmo de Gardner por melhor atender as necessidades do sinal óptico [30]. Informações detalhadas de algoritmos para realizar o sincronismo em sistemas ópticos coerentes podem ser encontradas em [26].

Depois de realizado o sincronismo, o bloco “Demultiplexação de Polarização” atua para separar as informações contidas em cada eixo de polarização, que são misturadas devido aos efeitos de PMD e de rotação de polarização impostos pela propagação do sinal na fibra óptica. Este bloco, que realiza uma equalização dinâmica, consiste em um filtro de resposta finita ao impulso (FIR – *finite impulse response*), complexo, adaptativo e com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO – *multiple input, multiple output*). Os diferentes algoritmos usados para implementar esse bloco são não-supervisionados e, utilizando diferentes critérios, buscam reduzir a interferência temporal e espacial, operando uma “equalização cega” do sinal. Destaca-se o algoritmo de módulo constante (CMA – *constant modulus algorithm*) [31]. Detalhes sobre algoritmos de demultiplexação de polarização em sistemas ópticos coerentes podem ser encontrados em [30].

Em seguida, o bloco “Recuperação de Portadora” realiza a coerência no domínio digital, estimando e corrigindo o desvio de frequência e o ruído de fase proveniente dos lasers de transmissão e LO. Algoritmos de compensação do desvio de frequência podem ser realizados tanto no domínio do tempo [32], quanto no domínio da frequência [33]. No entanto, algoritmos de compensação do ruído de fase são realizados apenas no domínio do tempo [31]. Detalhes sobre algoritmos de recuperação de portadora podem ser encontrados em [34].

Por fim, o bloco “Demodulação” realiza a decisão, ou seja, classifica as amostras como pertencentes a um dos possíveis símbolos do formato de modulação empregado. Em seguida, estes símbolos decididos são convertidos em bits para formar a palavra recebida.

Uma vez que foram apresentados os conceitos de transmissão óptica coerente digital com formatos de modulação avançados e o canal de comunicações, o próximo capítulo apresenta os conceitos de supercanais ópticos de alta capacidade e suas principais técnicas de implementação, dando enfoque às arquiteturas de transmissor e de receptor e aos requisitos de implementação prática.

3. SUPERCANAIS ÓPTICOS

Tecnologias de transmissão óptica de próxima geração, alcançando taxas de transmissão além de 100 Gb/s por canal, estão sendo intensamente estudadas para suportar o constante crescimento da demanda por largura de banda [35]-[37]. Para suprir a atual demanda, formatos de modulação de alta eficiência espectral em conjunto com a multiplexação de polarização e a detecção coerente estão sendo empregados em sistemas WDM como potenciais soluções. Basicamente, duas abordagens estão sendo usadas para alcançar altas taxas de transmissão além de 100 Gb/s por canal.

A primeira abordagem segue o método tradicional de modular a taxa de dados do canal em um único comprimento de onda. No entanto, essa abordagem requer taxas de símbolos altíssimas, na faixa de 100 GBd [13]. As elevadas taxas de símbolos em conjunto com formatos de modulação avançados resultam em maiores pré-requisitos para a taxa de amostragem, largura de banda e resolução de bits para os transmissores e receptores. Além disso, são grandes as exigências para a microeletrônica no intuito de desenvolver circuitos integrados dedicados (ASIC – *application specific integrated circuit*) capazes de realizar o DSP em tais sistemas [38]. Atender a essas condições com a tecnologia atual é uma tarefa desafiadora, tornando difícil a implantação comercial desses sistemas em um futuro próximo devido aos custos envolvidos.

A segunda abordagem é baseada no processamento paralelo de sinais. Essa solução consiste em múltiplos canais ópticos, ou subportadoras, moduladas individualmente a taxas de símbolos relativamente baixas e densamente multiplexadas em frequência, resultando em um sinal óptico multiportadora de altíssima eficiência espectral, ou supercanal, agregando a taxa total de dados do canal [35]. Essa abordagem tem a vantagem do reuso de tecnologias maduras em baixas taxas, resultando em restrições mais relaxadas em comparação a dos sistemas de portadora única, e possibilitando o alcance de taxas de dados além dos limites da eletrônica. Essas

vantagens fazem dos supercanais uma solução viável e interessante para os sistemas de transmissão óptica de próxima geração.

Os supercanais trafegam nas redes ópticas como uma entidade única, ou seja, todas as subportadoras que os compõem passam pelos mesmos elementos de rede, desde o transmissor até a chegada ao receptor. Além disso, sua característica intrínseca de possuir múltiplos subcanais densamente multiplexados impulsionou o conceito de alocação flexível de banda em sistemas WDM, ou sistemas WDM de grade flexível (*flexgrid*) [39], visando maximizar a capacidade da rede e reduzir o desperdício do espectro óptico.

Esse tipo de transmissor, onde é realizada a paralelização de múltiplas subportadoras ópticas moduladas individualmente com sinais de taxas reduzidas, apresenta as vantagens de menor velocidade e largura de banda para dispositivos, tais como DACs, ADCs, amplificadores elétricos (*drivers*), moduladores ópticos e receptores coerentes. Além disso, pode-se reduzir a complexidade no DSP, pois, devido ao longo tempo de símbolo de cada subportadora modulada em comparação a um sistema de portadora única na mesma taxa, torna-se mais fácil a equalização de efeitos como a dispersão cromática e a interferência entre símbolos (ISI – *inter-symbol interference*) [40],[41].

Apesar de apresentar diversas vantagens, principalmente em relação à eletrônica, a tecnologia de supercanais apresenta maior complexidade óptica. Devido ao paralelismo empregado, os sistemas de supercanais requerem um grande número de moduladores e receptores ópticos, aumentando o custo, tamanho e potência do sistema. No entanto, avanços nas tecnologias de integração fotônica indicam que tais desvantagens podem ser minimizadas com o desenvolvimento de *chips* fotônicos que agregam múltiplos transmissores e receptores ópticos [42],[43].

3.1 ESTRUTURA BÁSICA

Apesar de baseados nos mesmos princípios, existem diversas maneiras de se implementarem sistemas de transmissão e recepção de supercanais ópticos. Nesta seção serão apresentadas as estruturas básicas do transmissor e do receptor de supercanais ópticos.

3.1.1 TRANSMISSOR

O processo de geração de um supercanal óptico pode ser dividido em três estágios, ilustrados na Figura 17. No primeiro estágio, múltiplas subportadoras ópticas são geradas e, em seguida, separadas individualmente. No segundo estágio, devem-se analisar as limitações óptica e eletrônica para a escolha do formato de modulação e taxa de símbolos adequados à geração de um tributário de taxa reduzida, o sinal SC. No terceiro estágio, os múltiplos tributários são densamente multiplexados para compor um sinal MC de alta taxa e de alta eficiência espectral, o supercanal óptico.

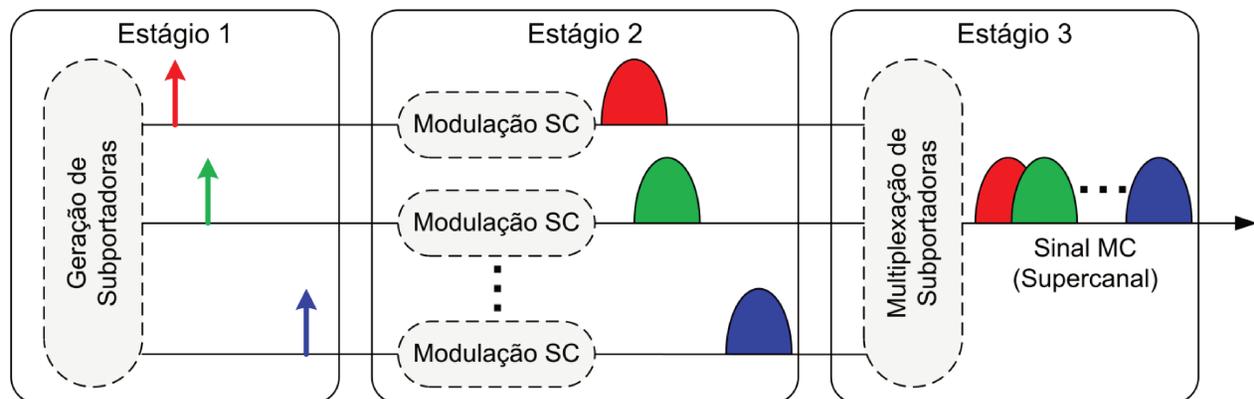


Figura 17: Estrutura básica de um transmissor de supercanal óptico.

O processo de multiplexação das subportadoras em um transmissor de supercanal óptico é o diferencial em tais sistemas, pois permite a multiplexação densa em frequência de subcanais de forma ortogonal, ou seja, não existe ICI e ISI entre as subportadoras que compõem o supercanal óptico sob condições ideais. A condição de

ortogonalidade entre as subportadoras implica que a informação contida em cada uma pode ser idealmente recuperada no receptor, sem penalidades, por meio de uma filtragem adequada [44]. Essa multiplexação densa em frequência resulta em uma redução da ocupação espectral e, conseqüentemente, no aumento da eficiência espectral de até duas vezes em comparação aos sistemas DWDM convencionais de mesmo formato de modulação, como ilustra a Figura 18, onde R_s é a taxa de símbolos e N é o número de subportadoras.

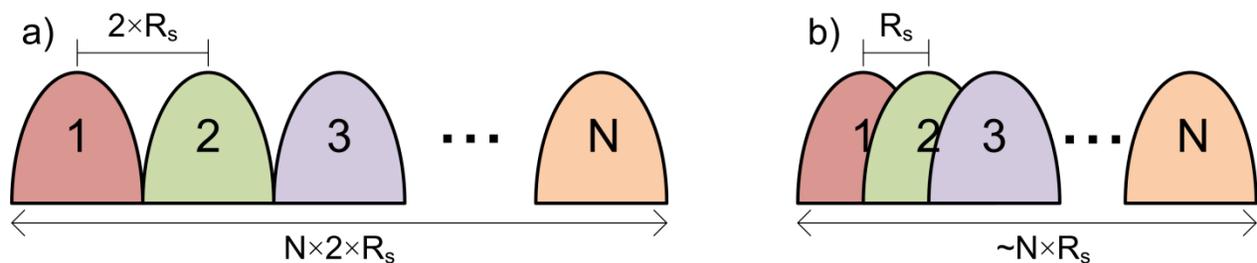


Figura 18: Ocupação espectral de diferentes sistemas ópticos em função da taxa de símbolos e número de subportadoras: (a) DWDM e (b) supercanais.

As principais técnicas usadas para multiplexar subportadoras em um supercanal óptico são conhecidas na literatura como CO-OFDM [15] e a Nyquist WDM [16]. Ambas permitem, idealmente, a redução do espaçamento entre subportadoras até o limite de Nyquist de forma ortogonal, ou seja, espaçamento em frequência entre subportadoras igual à taxa de símbolos sem degradação por ICI ou ISI [45].

3.1.2 RECEPTOR

Em sistemas WDM convencionais, os canais são previamente separados por filtros ópticos antes de serem recebidos. Apesar de simples e eficaz, essa técnica não pode ser usada para separar subportadoras na recepção de supercanais ópticos, pois, em tais sistemas, as subportadoras estão muito próximas umas das outras e não podem ser separadas por filtros ópticos sem a inserção de penalidades por filtragem. No entanto, filtros digitais de taxa de inclinação (*roll-off*) reduzidos podem ser empregados no DSP

para separar as subportadoras no domínio digital. O *roll-off* é um parâmetro que caracteriza o decaimento de um filtro [46]. Quanto menor o *roll-off* do filtro, mais rápida é a transição da banda de passagem para a banda de rejeição.

A estrutura básica de um receptor de supercanal óptico, composto por N subportadoras, é ilustrada na Figura 19 (a). Inicialmente, o supercanal recebido é dividido em N cópias e, em seguida, cada cópia é enviada a um receptor coerente, ou ICR, distinto. Cada receptor coerente recebe como entrada uma das N cópias do supercanal recebido e um LO, sintonizado na frequência da subportadora a ser demodulada. As saídas dos receptores coerentes são amostradas por ADCs e, em seguida, processadas por algoritmos de DSP para a demodulação do sinal. Um bloco adicional no DSP, “Separação de Subportadora”, realiza uma filtragem digital apropriada para demultiplexar a subportadora a ser demodulada, como ilustra a Figura 19 (b). Os demais blocos do DSP são os convencionais, previamente apresentados na Seção 2.3.4.

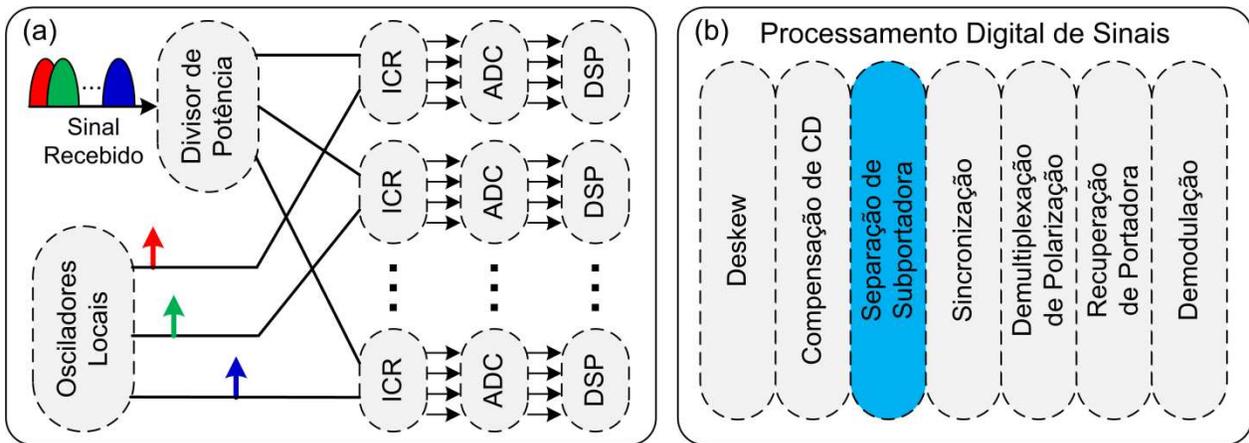


Figura 19: Recepção de supercanais ópticos: (a) estrutura básica de recepção e (b) blocos de processamento digital de sinais.

Com o bloco adicional, também se torna possível receber simultaneamente mais de uma subportadora de um supercanal óptico em um único subsistema de recepção formado por um receptor coerente, um ADC e o DSP, dado que a largura de banda seja

suficiente para acomodar mais de uma subportadora. Nesse caso, o número de receptores coerentes e de ADCs é reduzido e, conseqüentemente, também a complexidade e custo do sistema de recepção do supercanal óptico. A recepção e processamento simultâneo de mais de uma subportadora em um único sistema de recepção óptica coerente é um tema de intensa investigação atualmente. Tais sistemas de recepção são chamados de super-receptores ópticos [47].

3.2 TÉCNICAS DE MULTIPLEXAÇÃO

O limite da capacidade de Shannon pode teoricamente ser alcançado na ausência de ISI e ICI, e com o espaçamento de frequência entre canais igual à taxa de símbolos, o que é conhecido como espaçamento de Nyquist [45]. Basicamente, existem duas abordagens para se alcançar, idealmente, a multiplexação ortogonal de canais com espaçamento de Nyquist em sistemas ópticos: a de CO-OFDM e a de Nyquist WDM.

3.2.1 SUPERCANAIS CO-OFDM

Sistemas OFDM multiplexam subportadoras ortogonais de taxas reduzidas para compor um sinal de alta taxa para transmissão. A diferença entre as técnicas OFDM e a multiplexação por divisão de frequência (FDM – *frequency division multiplexing*) convencional é que os sistemas OFDM, devido à ortogonalidade entre as subportadoras, usam o menor espaçamento (Δf) possível entre canais, dado por $\Delta f = 1/T_S = R_S$, onde T_S é a duração do tempo de símbolo e R_S é a taxa de símbolos. Como resultado, existe uma forte sobreposição espectral entre subportadoras adjacentes, e filtros casados são necessários para separar as subportadoras na recepção. Convencionalmente, a demultiplexação de subportadoras em sistemas OFDM é realizada pelo algoritmo da transformada rápida de Fourier (FFT – *fast Fourier transform*) [38].

O par característico, tempo-frequência, dos sistemas OFDM é ilustrado na Figura 20. Consiste em pulsos retangulares de duração T_S no domínio do tempo e espectros do

tipo função *sinc* espaçados de R_s no domínio da frequência. Apesar de sobrepostos, os espectros *sinc* são ortogonais e podem ser demultiplexados por uma integração ideal no receptor. Informações detalhadas sobre sistemas OFDM podem ser encontradas em [48].

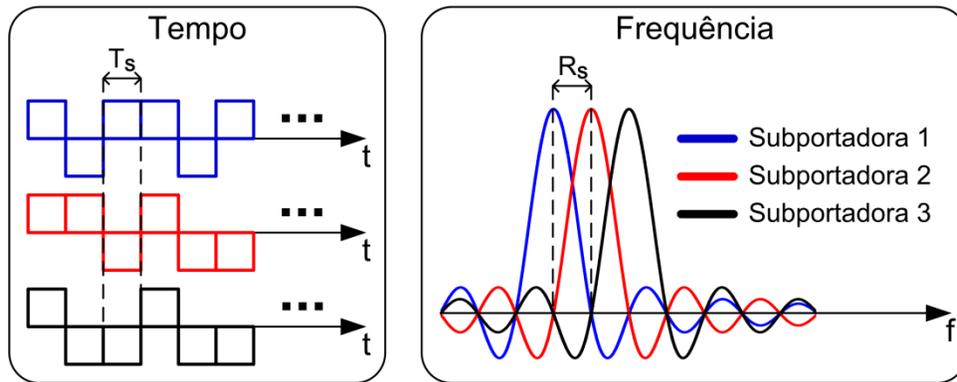


Figura 20: Par tempo-frequência de sistemas OFDM.

Em sistemas ópticos, o emprego da técnica OFDM em conjunto com a multiplexação de polarização e a detecção coerente compõem os sistemas CO-OFDM, usados na geração de supercanais ópticos [15],[49]. A geração de supercanais CO-OFDM consiste na modulação síncrona de subportadoras ópticas, como ilustra a Figura 21. Inicialmente, múltiplas subportadoras ópticas são obtidas por um gerador de pente óptico (OCG – *optical comb generator*) a partir de um único laser [50]. As subportadoras geradas pelo OCG são travadas em frequência, ou seja, o espaçamento entre elas é fixo e feito igual à taxa de símbolos. Em seguida, as subportadoras ópticas são separadas por um demultiplexador, e moduladas individualmente de forma síncrona, com taxa de símbolos igual ao espaçamento de frequência. Finalmente, as subportadoras moduladas são combinadas para formar um supercanal CO-OFDM.

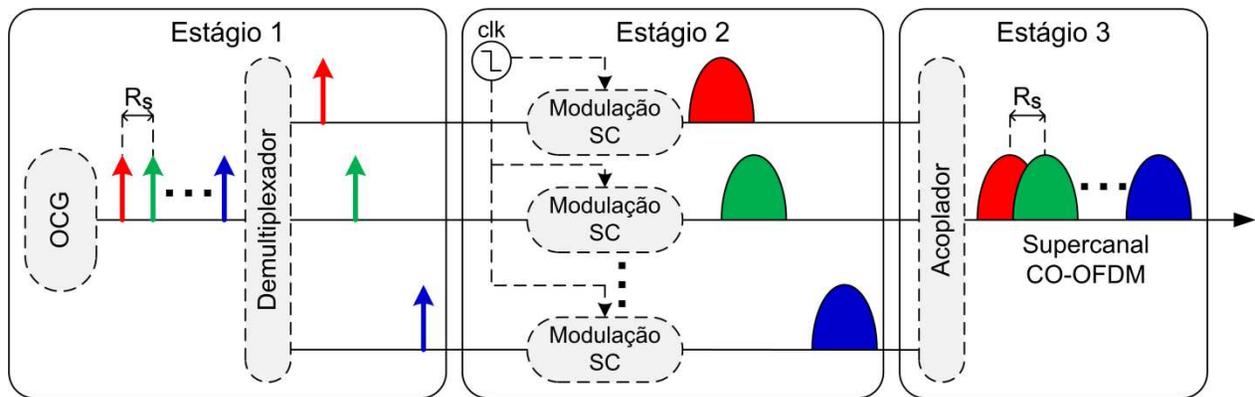


Figura 21. Esquema de transmissor de supercanal CO-OFDM.

Uma das vantagens da técnica CO-OFDM é que sua geração é possível sem a necessidade do uso de DACs, pois não é necessário o emprego de filtragem digital ou formatação de pulso no transmissor. Dessa forma, apenas pulsos retangulares tipo não retorna a zero (NRZ – *non-return-to-zero*) são usados, e podem ser obtidos por geradores de sinais convencionais.

A Figura 22 ilustra a ocupação espectral de um supercanal CO-OFDM em função do número de subportadoras N , e da taxa de símbolos R_s . A eficiência espectral tende ao limite de Nyquist para um grande número de subportadoras empregadas.

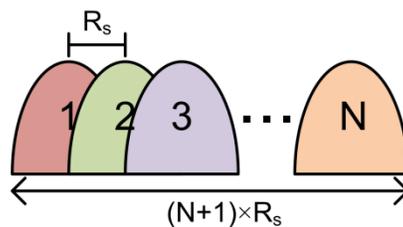


Figura 22: Ocupação espectral de um supercanal CO-OFDM.

A recepção de supercanais CO-OFDM é ilustrada na Figura 23. Sua estrutura é muito parecida com a do sistema previamente apresentado na Seção 3.1.2, com a diferença de que o conjunto de osciladores locais é gerado por um único OCG. Dessa forma, o travamento de frequências entre os osciladores locais garante a condição de ortogonalidade na recepção.

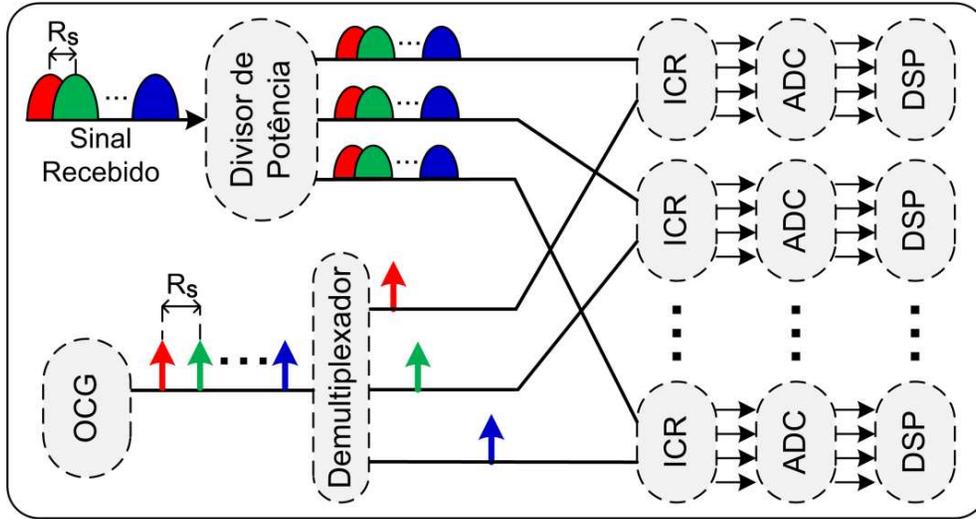


Figura 23: Esquema de receptor de supercanal CO-OFDM.

Assim como nos sistemas OFDM convencionais, a separação de subportadoras nos supercanais CO-OFDM também é realizada por meio de uma FFT na recepção. Se considerarmos N subportadoras moduladas com espaçamento em frequência de Δf e taxa de símbolos R , o sinal multiplexado após a conversão para banda-base na saída do ICR pode ser representado por [51]:

$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n(t) e^{j2\pi(\delta f_n + n\Delta f)t}, \quad (26)$$

onde n representa o índice do canal, $d_n(t)$ é a sequência de dados do n -ésimo canal e δf_n é o desvio de frequência da n -ésima subportadora em relação ao LO. Considerando o espaçamento em frequência Δf igual à taxa de símbolos $R = 1/T$ as portadoras alcançam a condição de ortogonalidade se os seus símbolos também estão sincronizados. Nesse caso, é possível demultiplexar as portadoras por meio de uma transformada discreta de Fourier (DFT – *discrete Fourier transform*) no estágio de DSP na recepção. Seja $t = k\Delta t$ o instante de amostragem, onde $\Delta t = T/N$ é o intervalo de amostragem, a obtenção dos dados d_n por meio da DFT é dada por [51]:

$$d_n = \sum_{k=0}^{N-1} S(k\Delta t) e^{-j2\pi(\delta f_n + n\Delta f)k\Delta t}. \quad (27)$$

Considerando-se a demultiplexação da subportadora de referência em banda-base ($n = 0$) na detecção coerente de um supercanal CO-OFDM com duas subportadoras ($N = 2$), e em condições de ortogonalidade ($\delta f_n = 0$, e $\Delta f = R_S$), a expressão da DFT em (27) é simplificada para:

$$d_0 = S(0) + S\left(\frac{T}{2}\right). \quad (28)$$

A função em (28) pode ser facilmente implementada no DSP por um defasador de metade do tempo de símbolo e um somador, chamado de filtro de atraso e soma (DAF – *delay-and-add filter*) de $T/2$, onde T é período de amostragem, como ilustra a Figura 24 (a). Na recepção de supercanais CO-OFDM, o filtro DAF é usado no bloco de separação de subportadoras do DSP. A resposta em frequência do filtro DAF $T/2$ é ilustrada na Figura 24 (b).

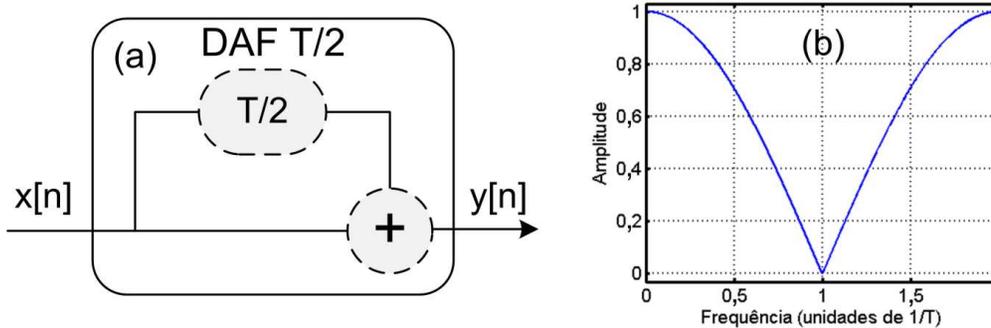


Figura 24: Filtro DAF de $T/2$: (a) diagrama de blocos e (b) resposta em frequência.

Da Figura 24 (b), verifica-se que a resposta em frequência do filtro é nula em $1/T$, eliminando a interferência das subportadoras adjacentes. Apesar de realizado para um sistema com apenas duas subportadoras, o uso do filtro DAF $T/2$ na recepção de supercanais CO-OFDM com mais de duas subportadoras já foi demonstrado [47]. Informações detalhadas de filtros DAF e suas variantes na recepção de supercanais CO-OFDM podem ser encontradas em [52].

Assim como nos sistemas OFDM convencionais, a condição de ortogonalidade é necessária para realizar a separação das subportadoras na recepção de supercanais CO-

OFDM. A condição de ortogonalidade é importante, pois, se não atendida, efeitos de interferência entre subportadoras degradam o desempenho do sistema. Portanto, os pontos precisam ser observados para a realização de supercanais CO-OFDM [35].

1. O espaçamento entre as subportadoras deve ser igual à taxa de símbolos: essa condição implica em subportadoras travadas em frequência, ou seja, possuir espaçamento fixo de frequência.
2. Os símbolos das subportadoras moduladas devem estar alinhados no tempo: essa condição implica na modulação síncrona das subportadoras. É importante que esse alinhamento ocorra no momento da demultiplexação, ou seja, antes do bloco de separação de subportadoras no DSP. Nesse caso, é necessário que a compensação da dispersão cromática ocorra antes, para restaurar a condição de ortogonalidade existente na geração do supercanal CO-OFDM.
3. Largura de banda analógica suficiente no transmissor e receptor. A resposta em frequência das subportadoras moduladas é uma função tipo *sinc*. Portanto, essa condição é necessária para reproduzir o espectro ideal de cada subportadora na geração e na recepção. A largura de banda analógica deve ser de, aproximadamente, duas vezes a taxa de símbolo.
4. Taxa de amostragem suficiente na recepção. Condição para capturar fielmente as formas de onda das subportadoras recebidas, necessário para um melhor desempenho dos algoritmos de separação de subportadoras. A taxa de amostragem na recepção deve ser de, aproximadamente, quatro vezes a taxa de símbolo.

Para se realizar um supercanal CO-OFDM estável e possibilitar a sua implantação comercial, alguns dos pontos citados acima levam à necessidade da integração de dispositivos ópticos, tais como multiplexadores, demultiplexadores, acopladores, divisores, moduladores e receptores. Avanços nas tecnologias de integração fotônica mostram a realização de diversos dispositivos integrados em um único *chip* fotônico [42],[43].

3.2.2 SUPERCANAIS NYQUIST WDM

Além do OFDM, outra técnica conhecida para se alcançar a multiplexação ortogonal de canais com espaçamento de frequência igual à taxa de símbolos em sistemas FDM é a multiplexação Nyquist. Essa técnica consiste na multiplexação densa de canais com espectros retangulares ideais e de largura de banda igual à taxa de símbolos. A separação de canais no receptor é realizada usando um filtro casado que, nesse caso, é um filtro retangular ideal.

O par característico dos sistemas com multiplexação Nyquist é ilustrado na Figura 25. Consiste em espectros retangulares ideais de largura de banda R_S no domínio da frequência, e pulsos tipo *sinc* espaçados de T_S no domínio do tempo, onde R_S é a taxa de símbolos e T_S é o tempo de símbolo. Os pulsos *sinc* são ortogonais e apresentam amplitude nula em qualquer outro instante de símbolo, além de possuírem espectros retangulares bem confinados, resultando em um sistema sem degradação por ICI ou ISI. Informações detalhadas sobre sistemas com multiplexação Nyquist podem ser encontradas em [53].

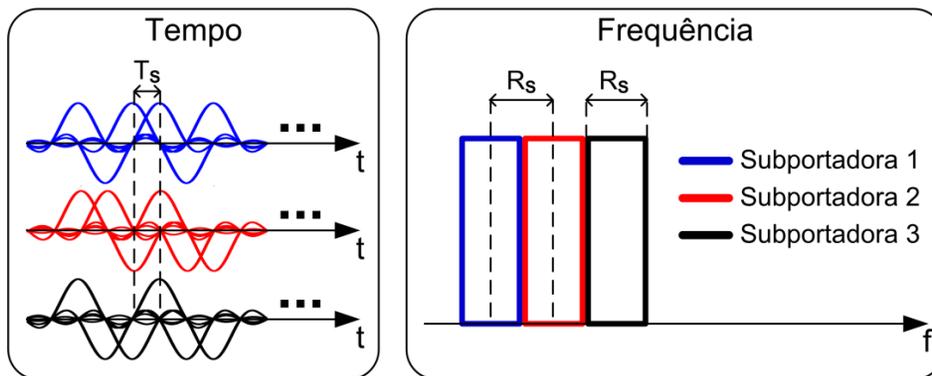


Figura 25: Par tempo-frequência de sistemas com multiplexação Nyquist.

Em sistemas ópticos, o emprego da técnica de multiplexação Nyquist em conjunto com a multiplexação de polarização e a detecção coerente compõem os sistemas Nyquist WDM, usados na geração de supercanais ópticos. Basicamente, existem duas abordagens para se realizar supercanais ópticos Nyquist WDM. A primeira abordagem

utiliza filtragem digital baseada em DACs [54], enquanto a segunda abordagem emprega filtragem óptica para realizar a formatação espectral no domínio óptico [55].

A diferença entre as técnicas de supercanais Nyquist WDM por filtragem digital e por filtragem óptica está no transmissor e, mais especificamente, na etapa de modulação dos sinais SC. Ambas as técnicas permitem, idealmente, alcançar um espectro retangular com largura de banda igual à taxa de símbolos. A Figura 26 ilustra o esquema de um transmissor de supercanal Nyquist WDM genérico, desconsiderando o tipo de técnica de filtragem usada na modulação SC. Inicialmente, múltiplas subportadoras ópticas geradas por um conjunto de lasers são moduladas individualmente com espectros retangulares bem confinados. Em seguida, as subportadoras moduladas são combinadas para formar um supercanal Nyquist WDM.

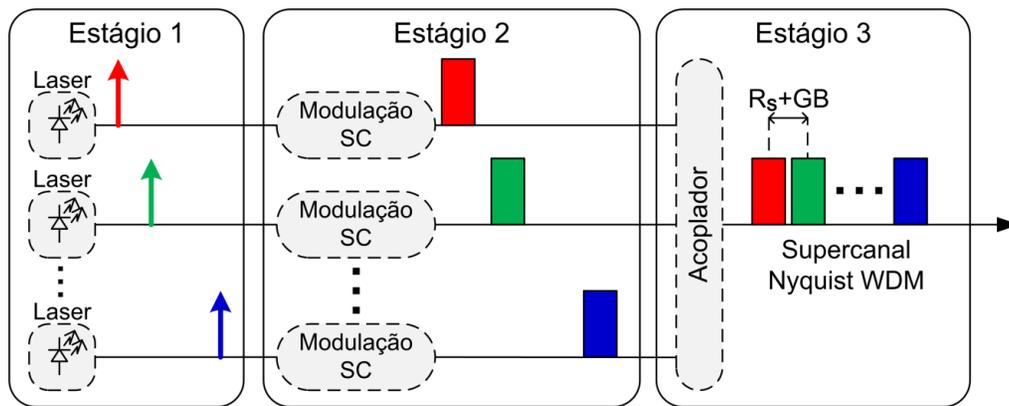


Figura 26. Esquema de transmissor de supercanal Nyquist WDM.

Devido aos espectros retangulares bem confinados obtidos na modulação dos sinais SC, não existe ICI entre as subportadoras após a multiplexação. Essa característica da técnica Nyquist WDM apresenta vantagens sobre os sistemas CO-OFDM na geração de supercanais, pois não é necessário o travamento de frequência entre as subportadoras, possibilitando o uso de lasers individuais ao invés de um OCG. O sincronismo temporal na modulação das subportadoras também não é necessário.

A Figura 27 ilustra a ocupação espectral de um supercanal Nyquist em função do número de subportadoras N , da taxa de símbolos R_s e da banda de guarda (GB – *guard*

band). Utiliza-se a banda de guarda, na prática, para evitar efeitos de ICI entre subportadoras, causados pela resposta real dos filtros digitais e ópticos e pelo desvio de frequência dos lasers na transmissão e recepção. A eficiência espectral tende ao limite de Nyquist quando a banda de guarda tende a zero.

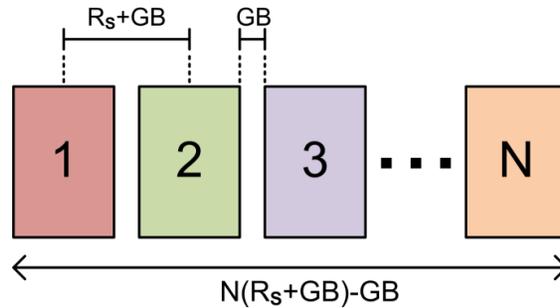


Figura 27: Ocupação espectral de um supercanal Nyquist WDM.

A recepção de supercanais Nyquist WDM é apresentada na Figura 28. Sua estrutura é muito parecida com a do sistema previamente apresentado na Seção 3.1.2, com a diferença de que o conjunto de osciladores locais é gerado por lasers individuais.

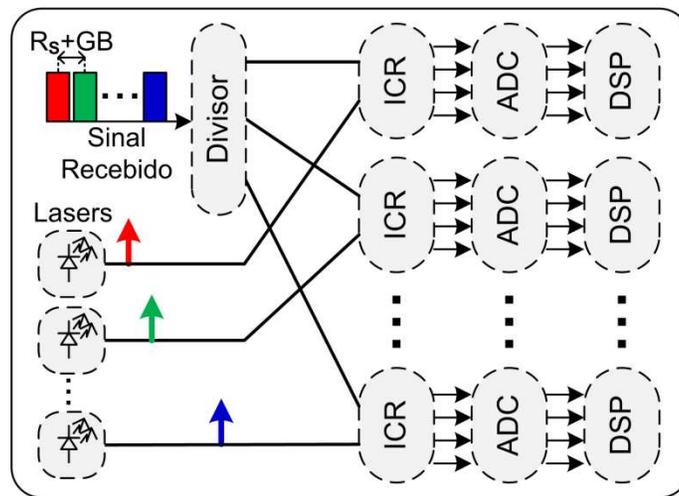


Figura 28: Esquema de um receptor de supercanal Nyquist WDM.

Na recepção de supercanais Nyquist WDM, também é realizada a separação de subportadora no DSP por meio de filtragem digital. Esse processo é ilustrado na Figura 29. Inicialmente, o supercanal passa pelo subsistema de recepção coerente formado pelo

ICR e ADC, onde é convertido para banda básica e filtrado por elementos analógicos, como ilustra a Figura 29 (a). Apesar da filtragem analógica, o sinal digital ainda sofre interferências de outros canais e um filtro digital passa-baixas é usado para remover os resíduos das subportadoras vizinhas, como na Figura 29b. Após a filtragem digital, a subportadora selecionada está pronta para seguir com o processo de demodulação, como mostra a Figura 29 (c).

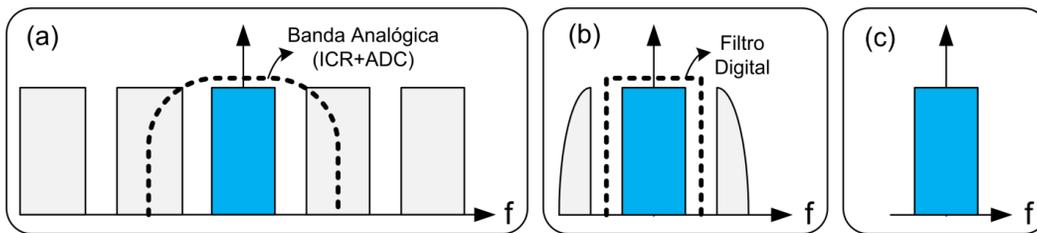


Figura 29: Processo de separação de subportadoras em supercanais Nyquist WDM: (a) sinal em banda básica e filtragem analógica do sistema de recepção, (b) sinal digital com resquícios de subportadoras vizinhas e filtro digital de separação de subportadoras e (c) subportadora separada após filtragem digital.

O algoritmo de separação de subportadoras na recepção de supercanais Nyquist WDM realiza uma filtragem para remover interferências de subportadoras vizinhas no DSP. No entanto, é possível realizar a recepção de supercanais Nyquist WDM sem a necessidade do bloco de separação de subportadoras. Isso é possível se a própria largura de banda analógica do subsistema de recepção, formado pelo ICR e ADC, realiza a separação das subportadoras dentro de uma banda de guarda GB suficiente, como na Figura 30 (a). Nesse caso, o uso do bloco de separação de subportadora não é necessário, e o DSP convencional pode ser usado na recepção do supercanal Nyquist WDM com portadora semelhante ao mostrado na Figura 30 (b).

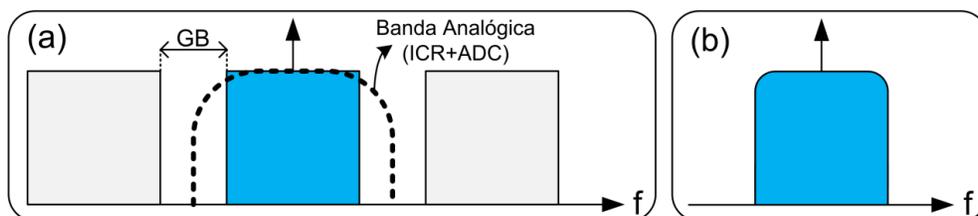


Figura 30: Separação de subportadoras por filtragem analógica no receptor: (a) supercanal em banda básica e filtragem analógica e (b) subportadora filtrada e separada.

3.2.2.1 SUPERCANAIS NYQUIST WDM POR FILTRAGEM DIGITAL

Em função dos recentes avanços na eletrônica de alta velocidade, é possível o emprego de DSP na transmissão, além do convencional uso de DSP na recepção. Essa possibilidade impulsionou o estudo e desenvolvimento de várias técnicas de DSP aplicadas a transmissores ópticos [56]. Atualmente, as técnicas mais investigadas buscam aumentar a eficiência espectral dos sinais ópticos, ou seja, o emprego de formatos de modulação avançados e a formatação dos pulsos por meio de filtragem digital [57].

A Figura 31 ilustra um exemplo de geração de um sinal SC usando filtragem digital na transmissão. Inicialmente, a informação digital oriunda do usuário é enviada para um bloco que realiza o DSP, onde ocorre a filtragem. O sinal digital filtrado é enviado para um DAC, que realiza a conversão do sinal no domínio digital para o analógico em forma de tensão. Finalmente, o sinal analógico proveniente do DAC é amplificado e, em seguida, enviado a um modulador para gerar um sinal óptico SC com espectro retangular bem confinado.

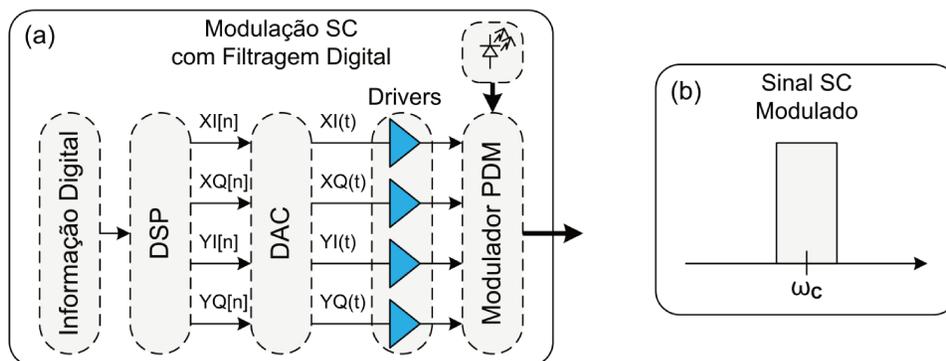


Figura 31: Modulação SC com DSP e filtragem digital: (a) estrutura do transmissor e (b) espectro do sinal SC modulado.

Um exemplo básico do DSP em transmissores ópticos é ilustrado na Figura 32. O bloco “Mapeamento da Constelação” agrupa a informação digital na entrada do DSP em símbolos da constelação de um formato de modulação específico. Em seguida, o bloco

“Re-amostragem” adequada a taxa de amostragem, normalmente para duas amostras por símbolo, para o correto funcionamento do posterior filtro digital. Finalmente, o bloco “Filtragem Digital” realiza a formatação do pulso do sinal por filtragem digital, normalmente implementado por um filtro FIR [58].

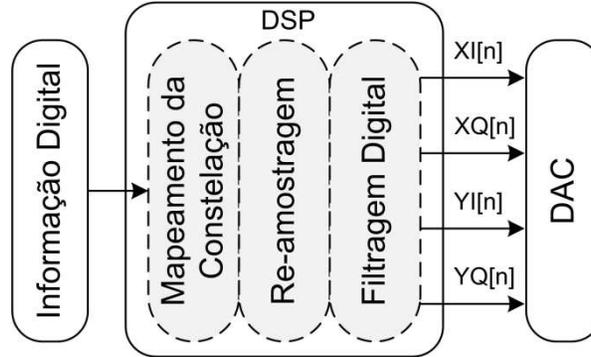


Figura 32: Exemplo básico de emprego de DSP em transmissores ópticos.

Outros algoritmos também podem ser incorporados ao DSP de transmissores ópticos, como, por exemplo, a compensação da largura de banda do transmissor e a compensação de não-linearidades do modulador óptico. Informações detalhadas sobre DSP para transmissores ópticos podem ser encontradas em [56].

Para a realização de filtros digitais deve-se, inicialmente, escolher um modelo analógico. Um dos formatos de pulsos mais empregado é o cosseno levantado (*RC – raised cosine*), devido a sua característica de confinar o espectro próximo ao limite de Nyquist sem degradação por ISI. Sua resposta ao impulso é dada por [58]:

$$h_{RC}(t) = r \cos\left(\frac{t}{T_s}\right) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_s}\right) \frac{\cos\left(\pi\beta \frac{t}{T_s}\right)}{1 - \left(2\beta \frac{t}{T_s}\right)^2}, \quad (29)$$

onde T_s é o tempo de símbolo e β é o fator de queda (*roll-off*) do cosseno levantado. O fator de inclinação indica a largura de banda excedente do sinal após a filtragem em comparação à largura de banda de Nyquist $R_s/2$.

Para a implementação FIR, a resposta ao impulso é discretizada e re-amostrada, resultando na resposta discreta ao impulso $h_{RC}[k]$. Em seguida, a resposta ao impulso é também truncada e deslocada, de forma a tornar o filtro implementável e causal. O truncamento resulta em um número finito de coeficientes (*taps*) do filtro. O número de coeficientes é diretamente proporcional à memória do filtro. Quanto menor a taxa de inclinação, maior deve ser a memória, ou o número de coeficientes, para uma boa resposta do filtro projetado. A Figura 33 ilustra as respostas ao impulso analógica e discreta para o projeto de um filtro FIR RC com taxa de inclinação de 0,2 (20% de banda excedente), 21 *taps* e duas amostras por símbolo.

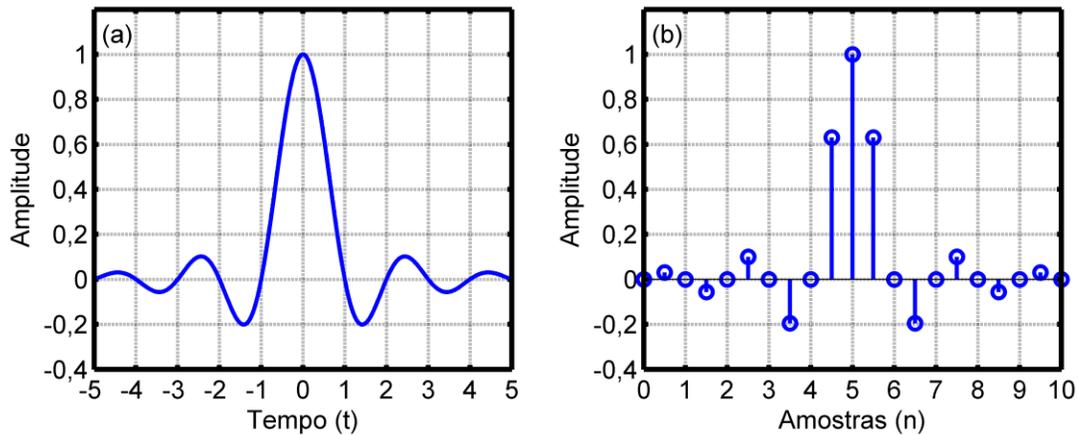


Figura 33: Respostas ao impulso de um filtro RC com taxa de inclinação de 0,2: (a) analógica, e (b) discreta, com 21 *taps* e duas amostras por símbolo.

Dado um número suficiente de coeficientes, a variação do fator de inclinação (β) do filtro RC afeta a sua resposta em frequência, como ilustrado na Figura 34. Quanto maior a taxa de inclinação, menor será a largura de banda do sinal óptico modulado. Da Figura 34 (a), observa-se que a largura de banda tende ao limite de Nyquist quando o parâmetro de *roll-off* tende a zero.

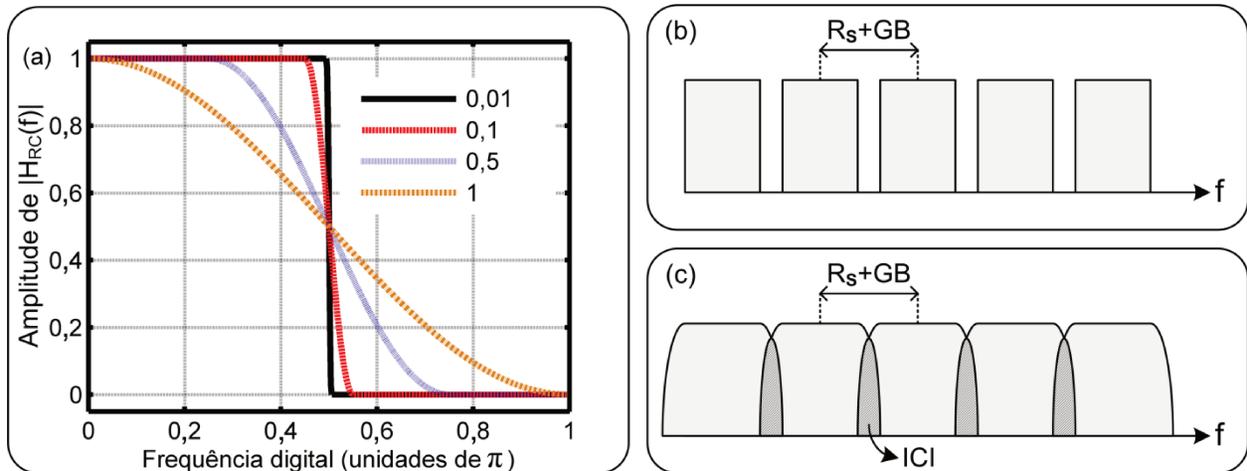


Figura 34: Variação da taxa de inclinação e seus impactos em um supercanal óptico: (a) resposta em frequência de filtros RC, (b) supercanal óptico sem ICI e baixa taxa de inclinação e (c) supercanal óptico com ICI e alta taxa de inclinação.

Dessa forma, deve-se projetar cuidadosamente o supercanal Nyquist WDM por filtragem digital, levando em consideração parâmetros como a banda de guarda e a inclinação do filtro digital, de forma a evitar o efeito da ICI entre subportadoras do supercanal após a multiplexação dos sinais SC, como ilustra a Figura 34 (b). O efeito da ICI em um projeto de supercanal Nyquist WDM que não leva em consideração tais parâmetros é ilustrado na Figura 34 (c).

3.2.2.2 SUPERCANAIS NYQUIST WDM POR FILTRAGEM ÓPTICA

Além da filtragem digital, outra solução para se alcançar o confinamento espectral do sinal modulado próximo ao limite de Nyquist e, conseqüentemente, permitir a multiplexação ortogonal densa de subportadoras em um supercanal óptico, emprega o uso da filtragem óptica no transmissor [16],[55]. Basicamente, a técnica consiste no uso de pré-filtragem dos sinais SC por meio de filtros ópticos estreitos para alcançar, idealmente, um espectro retangular com largura de banda de Nyquist no sinal óptico modulado. Assim como na técnica de filtragem digital, o uso da filtragem óptica permite a multiplexação densa de subportadoras em um supercanal óptico sem penalidades por ICI ou ISI.

A Figura 35 ilustra a geração de um sinal SC usando filtragem óptica no transmissor. Inicialmente, a informação digital é enviada para um gerador de sinais, que multiplexa os dados e produz sinais elétricos em altas taxas. Em seguida, os sinais são amplificados (*drivers*) e enviados a um modulador óptico. Finalmente, o sinal modulado passa por um filtro óptico passa-faixa, que realiza a formatação espectral, gerando um sinal SC com espectro retangular bem confinado.

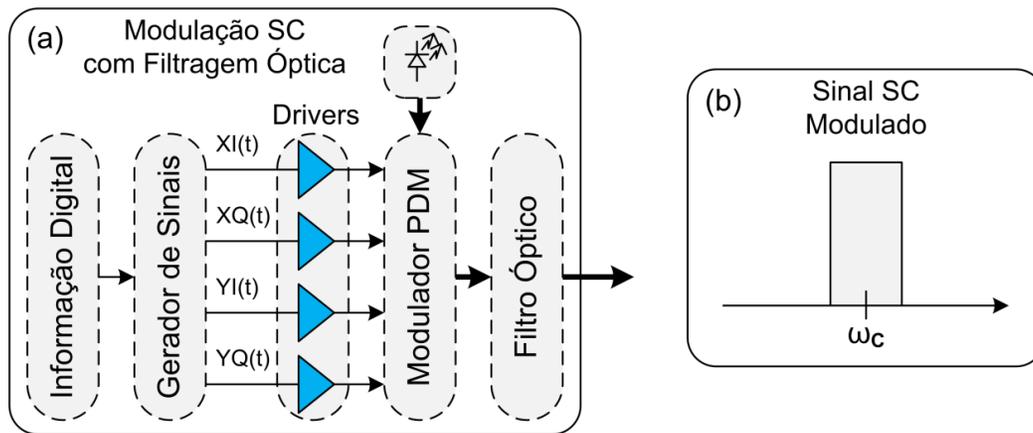


Figura 35: Modulação SC com filtragem óptica no transmissor: (a) estrutura do transmissor e (b) espectro do sinal SC modulado.

Uma das vantagens de se empregar a filtragem óptica é que o emprego de DACs não é obrigatório, pois a formatação espectral é realizada no domínio óptico. Dessa forma, geradores de sinais convencionais de baixo custo, que produzem pulsos NRZ, podem ser usados na geração dos sinais elétricos de altas taxas.

Um exemplo de formatação espectral de um sinal modulado por meio de filtragem óptica é ilustrado na Figura 36. Nesse exemplo, o sinal modulado, que normalmente possui espectro do tipo *sinc*, é filtrado por um filtro óptico que, idealmente, possui largura de banda igual à taxa de símbolos R_s e perfil de atenuação da banda passante invertido em relação ao sinal modulado. Como resultado, sinal óptico na saída do filtro possui um espectro retangular ideal com largura de banda de Nyquist. Esse tipo de filtro é chamado de filtro óptico de Nyquist.

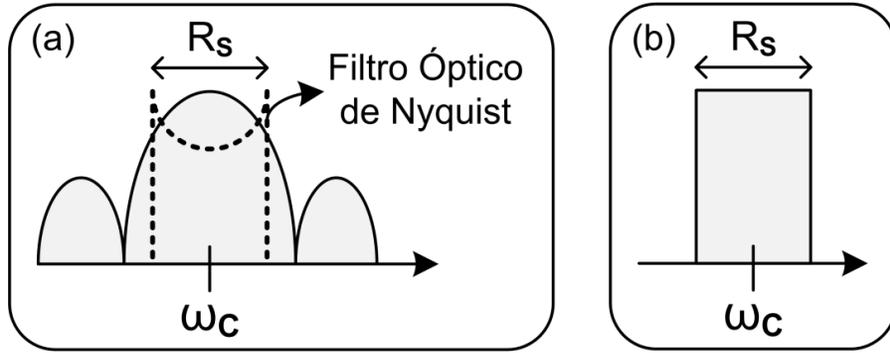


Figura 36: Exemplo de formatação espectral de sinal modulado por meio de filtragem óptica: (a) sinal modulado com espectro do tipo *sinc* e filtro óptico de Nyquist e (b) sinal óptico filtrado.

Em geral, tecnologias de filtragem óptica podem ser modeladas por uma função de transferência característica, chamada função de transferência óptica (OTF – *optical transfer function*) [59]. Para filtros ópticos baseados em cristal líquido em silício (LCoS – *liquid crystal on silicon*), principal tecnologia usada na fabricação de chaves seletoras de comprimento de onda (WSS – *wavelength selective switch*) presentes nos multiplexadores ópticos insere/deriva reconfiguráveis (ROADM – *reconfigurable optical add/drop multiplexer*), a OTF é dada por uma função gaussiana normalizada [59]:

$$H_{OTF}(f) = e^{-\left(\frac{f}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2}, \quad (30)$$

onde σ é o desvio padrão da OTF, dado por:

$$\sigma = \frac{BW_{OTF}}{2\sqrt{2 \ln(2)}}, \quad (31)$$

onde BW_{OTF} é a largura de banda de 3 dB da OTF. Para a tecnologia LCoS, a largura de banda BW_{OTF} é de, aproximadamente, 11 GHz [59].

Dada uma função de transferência desejada para o filtro óptico, como, por exemplo, um filtro passa-faixa ideal com largura de banda B :

$$R(f) = \begin{cases} 1, & -B/2 \leq f \leq B/2 \\ 0, & c. c. \end{cases}, \quad (32)$$

a função de transferência do filtro óptico é dada pela convolução entre as funções de transferência do filtro desejado e a OTF [59]:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(f')H_{OTF}(f' - f)df', \quad (33)$$

em que, para a OTF e o filtro passa-faixa dados em (30) e (32), respectivamente, a função de transferência resultante do filtro óptico é dada por:

$$H(f) = \frac{1}{2}\sigma\sqrt{2\pi} \left[\operatorname{erf}\left(\frac{B/2 - f}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{-B/2 - f}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right], \quad (34)$$

onde $\operatorname{erf}(x)$ é a função erro gaussiana. Com base em (34), a Figura 37 ilustra a resposta em frequência de filtros ópticos passa-faixa para variações da largura de banda da OTF (BW_{OTF}) e da largura de banda do filtro passa-faixa (B).

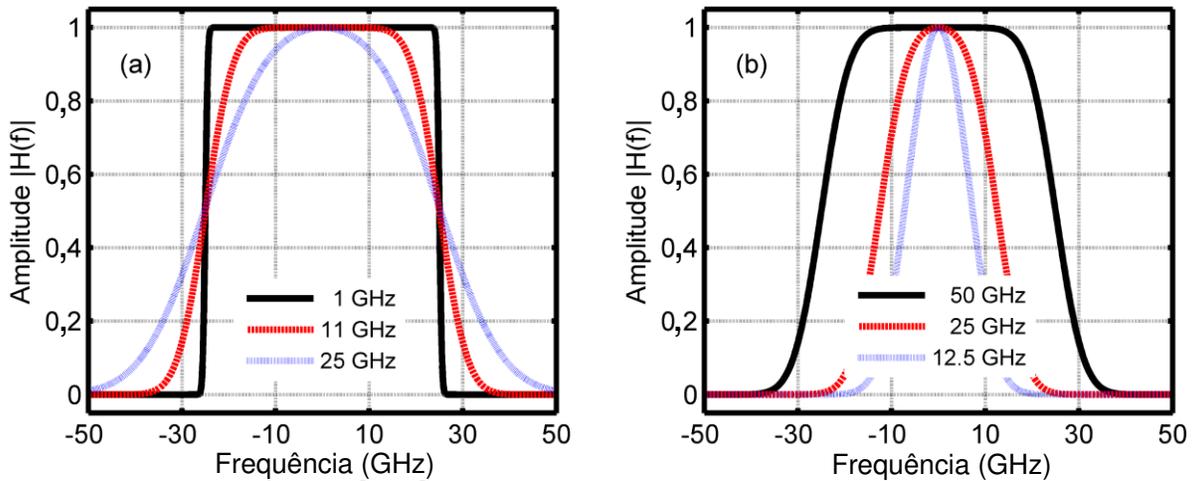


Figura 37: Resposta em frequência de filtros ópticos passa-faixa: (a) com $B = 50$ GHz e variação de BW_{OTF} e (b) com $BW_{OTF} = 11$ GHz e variação de B .

Da Figura 37 (a), verifica-se que a largura de banda da OTF tem relação com a inclinação do filtro óptico resultante. Dessa forma, como a OTF é função da tecnologia usada, a mesma limita o confinamento espectral do sinal filtrado e, conseqüentemente, o espaçamento mínimo entre subportadoras no projeto de supercanais ópticos. Fixando a largura de banda da OTF em 11 GHz, valor aproximado para a tecnologia LCoS, verifica-se que a inclinação do filtro óptico resultante aumenta quando a largura de banda do filtro passa-faixa diminui, como ilustra a Figura 37 (b). Portanto, a taxa de

inclinação (β) do filtro óptico resultante é função da largura de banda do filtro (B) e da largura de banda da OTF (BW_{OTF}), e pode ser expressa por:

$$\beta = \frac{BW_{OTF}}{B/2}. \quad (35)$$

As limitações práticas, contidas em (35) mostram que a implementação de filtros com taxa de inclinação reduzida é mais viável em filtros digitais que em filtros ópticos. A tecnologia usada também limita a largura de banda mínima do filtro óptico, pois a mesma não pode ser inferior à largura de banda da OTF. Essas características indicam que os filtros ópticos são mais apropriados para aplicação em sinais modulados em altas taxas de símbolos [60], onde a largura de banda do sinal é muito maior que a largura de banda da OTF, resultando em filtros ópticos com menor taxa de inclinação e, portanto, menor ocupação espectral do sinal filtrado. Além disso, o emprego de filtragem digital para sinais com altas taxas de símbolos requer elevados valores de taxa de amostragem e largura de banda para os DACs, dificilmente alcançados na prática.

Apesar de limitado pela OTF, a taxa de inclinação da resposta da filtragem óptica pode ser reduzida por meio do cascadeamento de filtros [61], como ilustra a Figura 38. Nesse caso, filtros ópticos são posicionados em série para reduzir a ocupação espectral do sinal filtrado.

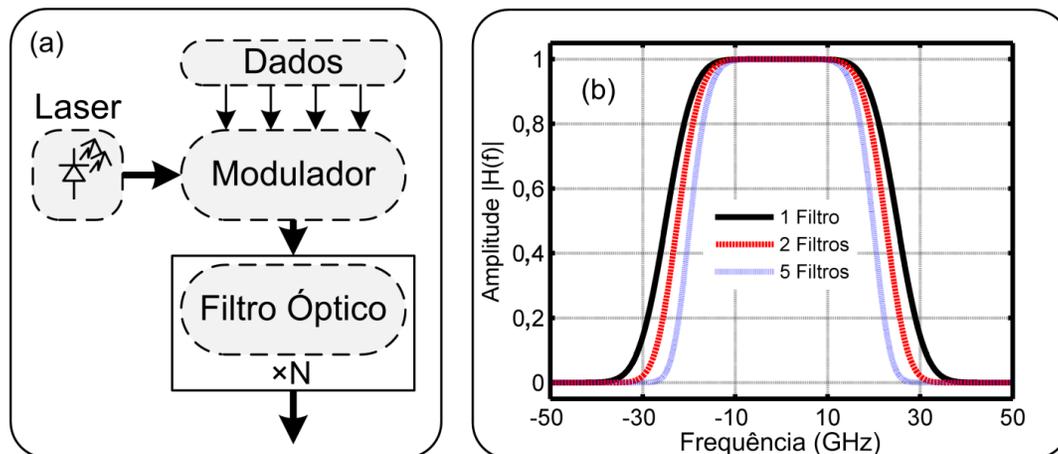


Figura 38: Redução de taxa de inclinação do filtro por cascadeamento de filtros ópticos LCoS passa-faixa de 50 GHz: (a) diagrama de blocos do sistema e (b) respostas em frequência resultantes.

Essa abordagem (Figura 38) é semelhante a aumentar a ordem do filtro óptico e, conseqüentemente, reduzir o *roll-off*. No entanto, essa técnica também implica na redução da largura de banda do filtro e aumento da perda de inserção, podendo degradar o sinal por efeitos de ISI e redução da OSNR.

Dessa forma, deve-se projetar cuidadosamente o supercanal Nyquist WDM por filtragem óptica, levando em consideração parâmetros como o espaçamento entre subportadoras, a tecnologia de filtragem óptica usada e a largura de banda do filtro passa-faixa, de forma a evitar interferências entre subportadoras após a multiplexação dos sinais SC.

3.3 ANÁLISE COMPARATIVA DE TÉCNICAS DE SUPERCANAIS ÓPTICOS

Como descrito nas Seções 3.2.1 e 3.2.2, existem diferentes maneiras de se alcançar a multiplexação densa e ortogonal de subportadoras ópticas para aplicação em supercanais de alta eficiência espectral. As principais tecnologias de multiplexação usadas na realização de supercanais ópticos são a CO-OFDM e a Nyquist WDM.

É bem conhecido que, na ausência de ISI e ICI entre canais adjacentes, o desempenho ótimo de um sistema de transmissão é alcançado se a função de transferência do receptor, considerando filtragens analógicas e equalizações digitais, é “casada” com a dos pulsos transmitidos [38]. Com ambas as técnicas de multiplexação, CO-OFDM e Nyquist WDM, é possível, idealmente, se alcançar a eficiência espectral de Nyquist para um determinado formato de modulação, sem penalidades em relação ao limite de OSNR [44]. No entanto, essas técnicas são limitadas, na prática, por uma série de requisitos necessários para se alcançar o desempenho ótimo do sistema. A Tabela 1 apresenta um comparativo das características necessárias para as principais técnicas de

multiplexação de supercanais ópticos, onde R_S é a taxa de símbolos, N é o número de subportadoras e GB é a banda de guarda.

Tabela 1: Comparativo entre técnicas de multiplexação para supercanais ópticos.

Técnica de Supercanal	CO-OFDM	Nyquist WDM	
		Filtragem Digital	Filtragem Óptica
Travamento de Frequência	Sim	Não	Não
Sincronismo de Símbolos	Sim	Não	Não
Largura de Banda (Tx/Rx)	$\geq 2R_S$	$\geq R_S/2$	$\geq R_S$
Taxa de Amostragem (Rx)	$\sim 4R_S$	$\sim 2R_S$	$\sim 2R_S$
Componente Adicional (Tx)	Não	DAC	Filtro Óptico
Banda de Guarda	Não	Sim	Sim
Largura de Banda	$(N + 1)R_S$	$N(R_S + GB) - GB$	$N(R_S + GB) - GB$

Como citado anteriormente, as técnicas CO-OFDM e Nyquist WDM apresentam, aproximadamente, o mesmo desempenho em termos de eficiência espectral. Da Tabela 1, verifica-se que a largura de banda e, conseqüentemente, a eficiência espectral de ambas as técnicas, tendem ao limite de Nyquist quando o número de subportadoras tende a infinito ($N \rightarrow \infty$) nos sistemas CO-OFDM e a banda de guarda tende a zero ($GB \rightarrow 0$) nos sistemas Nyquist WDM.

Apesar de não necessitar de componentes adicionais no transmissor e de banda de guarda entre subportadoras, os supercanais CO-OFDM necessitam manter estritamente os parâmetros de operação para que a condição de ortogonalidade seja alcançada, como o sincronismo de símbolos e o travamento de frequência das subportadoras ópticas [52]. Para isso, a integração fotônica de componentes é necessária para a geração estável dos sistemas CO-OFDM. Outras restrições práticas, como limitações de largura de banda analógica e de taxa de amostragem no receptor, fazem da técnica Nyquist WDM mais viável em termos práticos que a técnica CO-OFDM. Além disso, os sistemas Nyquist WDM possuem menor complexidade na implementação do DSP em tempo real, em comparação ao que se requer em sistemas CO-OFDM [62]. Essas características fazem da

técnica Nyquist WDM a melhor escolha para a realização de supercanais em sistemas ópticos de próxima geração.

A geração de supercanais Nyquist WDM pode ser realizada por meio de filtragem digital ou filtragem óptica. A filtragem digital proporciona filtros com menor taxa de inclinação e, conseqüentemente, permite uma menor banda de guarda entre subportadoras e maior eficiência espectral. Além disso, os pré-requisitos de largura de banda analógica são menores para os sistemas Nyquist WDM por filtragem digital. No entanto, a filtragem digital necessita do emprego de DACs de alta velocidade, que aumentam a potência e custo do sistema. Apesar de apresentar uma menor eficiência espectral na prática, a geração de supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica necessita apenas de geradores de sinais convencionais em conjunto com filtros ópticos passivos. Além disso, a técnica de filtragem óptica é mais apropriada para supercanais operando em altas taxas de símbolos, onde a taxa de inclinação dos filtros ópticos é reduzida e a realização de DACs é limitada pela velocidade da eletrônica.

O paralelismo em sistemas de transmissão óptica ainda é um grande desafio de realização prática em termos de custo, potência e tamanho. Como consequência, os sistemas de transmissão óptica de próxima geração baseados em supercanais operando em taxas de transmissão de 400 Gb/s e 1 Tb/s deverão possuir um baixo paralelismo em conjunto com altas taxas de símbolo. Dessa forma, a tecnologia de supercanais ópticos Nyquist WDM por filtragem óptica se apresenta como uma solução viável para a realização desses sistemas.

Uma vez que foram detalhados os conceitos e técnicas de implementação de supercanais ópticos de alta capacidade, os próximos capítulos apresentam e analisam os resultados experimentais obtidos na realização de sistemas de transmissão óptica para supercanais CO-OFDM e Nyquist WDM de alta eficiência espectral.

4. ANÁLISE DE RESULTADOS: SUPERCANAIS CO-OFDM

Neste capítulo, descrevem-se as montagens experimentais e apresentam-se os resultados obtidos no desenvolvimento de supercanais CO-OFDM. Com base no contexto e estado da arte descritos no Capítulo 3 e na Seção 3.2.1, a análise dos resultados obtidos foi realizada. As publicações referentes ao trabalho desenvolvido também são ressaltadas.

A Seção 4.1 apresenta o desenvolvimento de um OCG para aplicações em supercanais CO-OFDM. A técnica empregada é detalhada e a qualidade das subportadoras ópticas geradas pelo OCG é validada para a aplicação em supercanais CO-OFDM.

A Seção 4.2 apresenta o desenvolvimento de um sistema de transmissão WDM de supercanais CO-OFDM a 400 Gb/s, com grade de espaçamento em frequência de 62,5 GHz (ou 0,5 nm). A SE obtida com tal montagem foi de 6 b/s/Hz, empregando o OCG desenvolvido na Seção 4.1. A montagem experimental do transmissor, anel de recirculação e receptor é detalhada, assim como a apresentação e análise dos resultados de caracterização e transmissão óptica.

4.1 GERADOR DE PENTE ÓPTICO

Nesta seção, apresenta-se o desenvolvimento de um gerador de pente óptico, ou OCG, para aplicações CO-OFDM. O emprego do OCG garante o travamento de frequências entre as subportadoras ópticas, o que é necessário para garantir a ortogonalidade do sistema que usa supercanais CO-OFDM. As seções subsequentes apresentam o arranjo experimental do OCG montado em laboratório, os resultados obtidos, as análises e a conclusão.

4.1.1 MONTAGEM EXPERIMENTAL

O arranjo experimental do OCG montado em laboratório é ilustrado na Figura 39 (a) [50]. Utilizou-se a técnica de deslocamento de frequência em recirculação (RFS – *recirculating frequency shifting*) [63], que se baseia na conversão de frequência produzida pela modulação de banda lateral única com portadora suprimida (SSB-SC – *single-sideband suppressed-carrier*). A estrutura do OCG montado consiste em um anel de recirculação óptico, composto por um acoplador 2x2 de 3 dB (3 dB), um modulador IQM (IQ), um gerador senoidal de radiofrequência (RF – *radio frequency*), um EDFA, uma chave do tipo WSS, um controlador de polarização e um defasador óptico. O IQM é modulado por dois sinais senoidais de mesma amplitude (7 V_{pp}) e defasados de 90° entre si, o que garante o sinal óptico no formato SSB-SC. A WSS controla a largura de banda de operação do OCG.

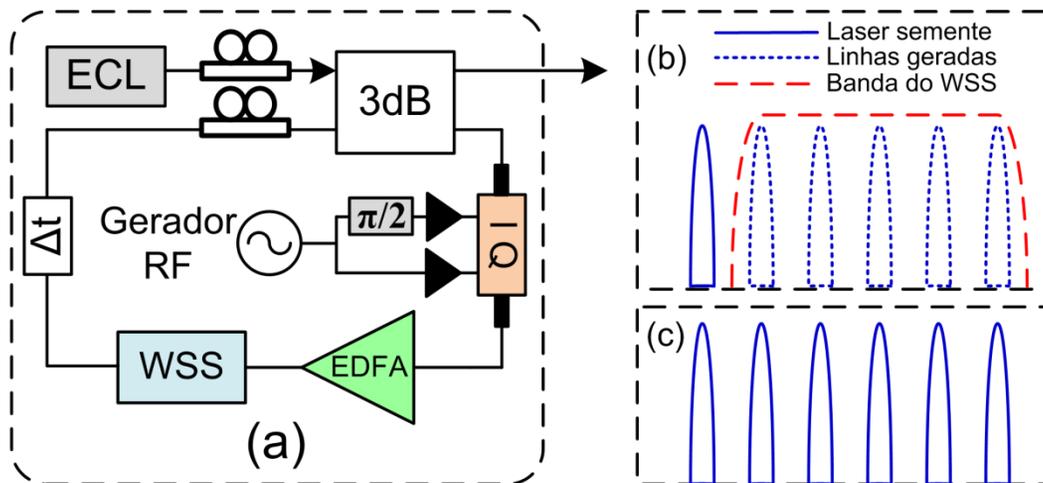


Figura 39. OCG baseado na técnica RFS: (a) arranjo experimental, (b) princípio de operação e (c) saída.

O princípio de operação é ilustrado na Figura 39 (b). Uma fonte de luz semente estável e com largura de linha estreita, como um laser de cavidade externa (ECL – *external cavity laser*), provê a luz acoplada ao anel de recirculação óptico. Este último, por sua vez, produz uma nova portadora óptica a cada ciclo de realimentação, que é deslocada em relação ao sinal original pelo valor de frequência do sinal de RF. O

número de portadoras ópticas geradas é controlado via WSS, que limita a largura de banda do anel de recirculação. O controlador de polarização, que ajusta o estado de polarização que circula no anel, e o defasador óptico, que ajusta o comprimento da cavidade do anel, são usados para dar maior estabilidade às linhas ópticas geradas. A saída do OCG é um grupo de linhas ópticas, chamado de pente óptico, ilustrado na Figura 39 (c). As linhas do pente óptico são travadas em frequência, ou seja, possuem espaçamento de frequência fixo entre si, condição necessária para a geração de sinais CO-OFDM. O travamento de frequência garante que o espaçamento de frequência relativo entre as subportadoras não se altera mesmo quando existe oscilação de frequência do laser semente, pois todas as linhas geradas copiam sua oscilação de frequência central. Além disso, por serem geradas pelo mesmo laser semente, as portadoras ópticas geradas pelo OCG também apresentam sincronismo de fase.

Para se avaliar a qualidade das portadoras geradas pelo OCG para transmissão de dados, o arranjo ilustrado na Figura 40 foi montado em laboratório. Inicialmente, portadoras individuais do OCG (Figura 40 (a)) foram selecionadas via WSS (Figura 40 (b) e (c)) e moduladas a 112 Gb/s no formato de modulação DP-QPSK. Em seguida, os sinais modulados foram enviados para um arranjo de recepção óptica coerente (Figura 40 (d)), onde foi realizada a caracterização de BER em função da OSNR, em configuração onde o transmissor é diretamente conectado ao receptor (B2B). Dessa forma, foi possível realizar a caracterização individual de cada uma das subportadoras. Aqui a BER foi obtida após processamento *off-line* do sinal recebido, ou seja, uma sequência de dados foi adquirida pelo osciloscópio e, em seguida, algoritmos de DSP foram usados para demodular o sinal e realizar o cálculo da BER.

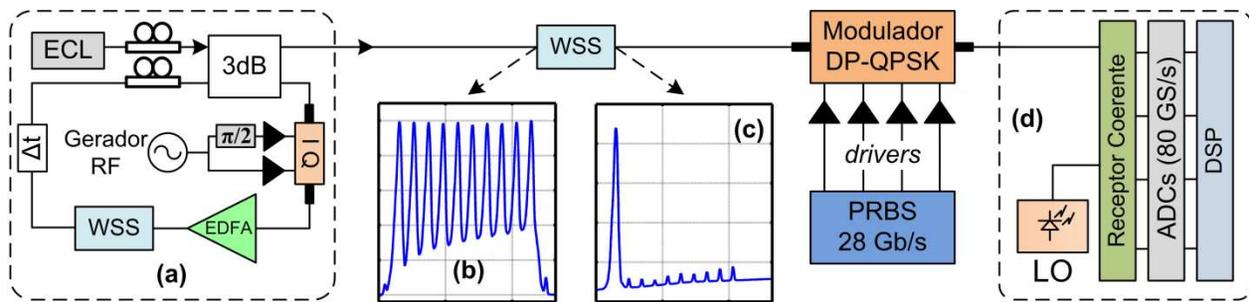


Figura 40. Arranjo experimental para validação da qualidade das portadoras geradas pelo OCG: (a) OCG, (b) portadoras geradas pelo OCG, (c) portadora separada por WSS, e (d) recepção óptica coerente.

4.1.2 RESULTADOS E ANÁLISES

Inicialmente, foi usada a saída de relógio (formato, em princípio, senoidal) de um gerador de seqüências pseudoaleatórias de bits (PRBS – *pseudo-random bit sequence*) como gerador de RF para o OCG. Nessa configuração, as portadoras ópticas geradas apresentaram instabilidade de potência e componentes harmônicas que degradavam a qualidade do pente gerado. Em seguida, optou-se por substituir a saída de relógio do gerador PRBS por um gerador RF sintetizado, resultando em estabilidade de potência e aumento da OSNR das portadoras do pente óptico. A Figura 41 ilustra um comparativo entre os pentes ópticos produzidos ao se empregar os dois tipos de geradores RF, a saída de relógio do gerador PRBS e o gerador de RF sintetizado. Os espectros ópticos resultantes da geração de pentes ópticos com 10 linhas espaçadas de 25 GHz para os dois tipos de geradores são apresentados na Figura 41 (a) e (b), respectivamente. A Figura 41 (c) apresenta os espectros elétricos obtidos nas saídas dos dois geradores. Da Figura 41 (c) observa-se que o relógio do gerador PRBS apresenta uma grande quantidade de frequências espúrias, destacando frequências na metade da taxa de saída em torno de 12,5 GHz e baixas frequências, inferiores a 3 GHz. Esse comportamento é esperado, pois o gerador PRBS recebe uma referência de relógio (*clock*) de entrada 40 vezes menor que a taxa de saída (625 MHz para uma saída a 25 GHz), exigindo, dessa forma, diversos multiplicadores de frequência para se alcançarem altas taxas de saída. Os multiplicadores de frequência inserem componentes de frequência indesejadas ao

sinal gerado e, conseqüentemente, degradam sua qualidade. O gerador de RF sintetizado apresentou um espectro limpo e com componente de frequência única em 25 GHz. Dos resultados obtidos, conclui-se que as frequências espúrias equivalentes à metade do sinal de relógio do gerador PRBS provocaram as deformações no espectro óptico, realçadas na Figura 41 (a), enquanto as baixas frequências foram responsáveis pela instabilidade de potência nas linhas geradas.

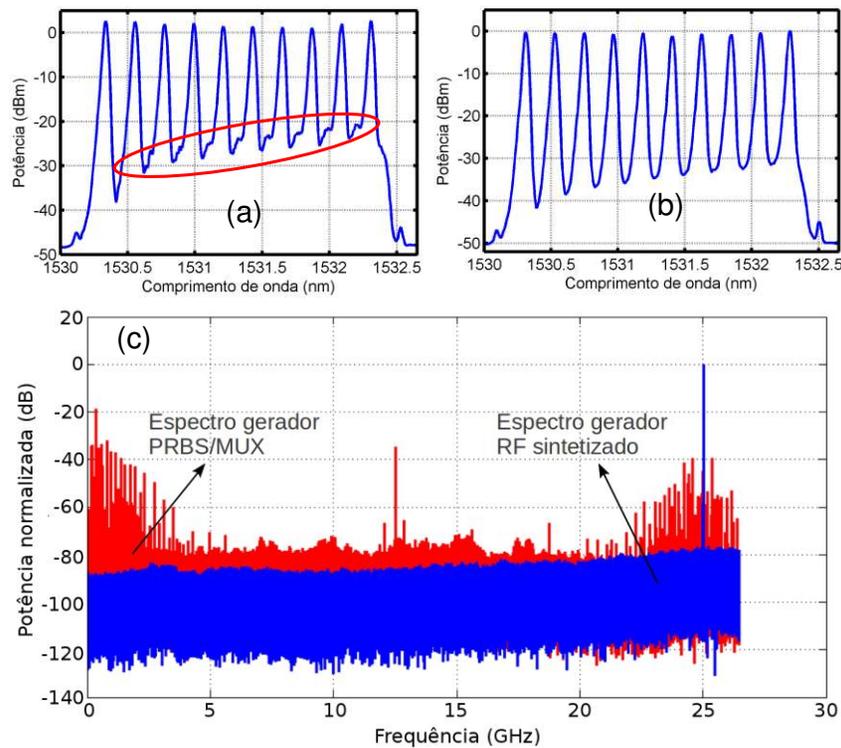


Figura 41. Espectro óptico de saída do OCG com acoplamento de RF por (a) relógio do gerador PRBS e (b) gerador RF sintetizado. (c) Espectros elétricos dos dois geradores usados no OCG.

Os resultados de caracterização das portadoras ópticas do OCG em termos de BER versus OSNR para ambas as opções de acoplamento de RF são apresentadas na Figura 42. A qualidade das subportadoras ópticas, geradas pelos diferentes esquemas de OCG, foi medida pelo nível do patamar inferior (*floor*) de BER e da OSNR requerida para o limite do FEC por decisão abrupta (HD-FEC – *hard decision forward error correction*) de 7% ($BER = 3,8 \times 10^{-3}$) [23].

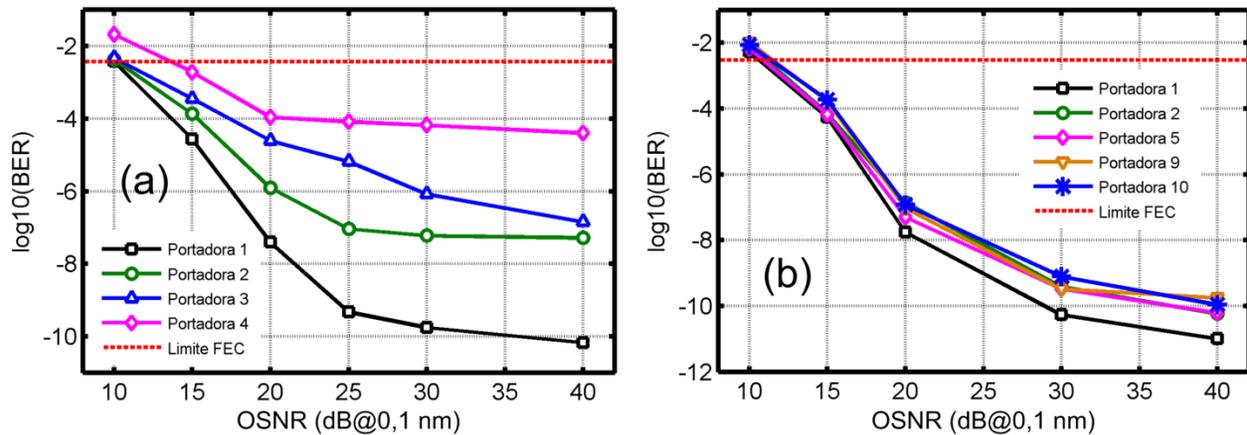


Figura 42. BER em função da OSNR da caracterização das portadoras ópticas geradas para modulação interna distinta do OCG: (a) com relógio de gerador PRBS e (b) com gerador RF sintetizado.

Da Figura 42, com acoplamento de RF por relógio do gerador PRBS, Figura 42 (a), apresenta uma alta degradação com o aumento do número de portadoras geradas. Verificou-se ser impossível a detecção de sinais modulados a partir da quinta portadora (gerou-se curva acima do limite de BER). Nessa configuração, a portadora #1 apresentou um *floor* de BER de, aproximadamente, 10^{-10} e OSNR para o limite do FEC de 10 dB; já para a portadora #4, a mais susceptível a erros de transmissão, o nível do *floor* para a BER foi de cerca de 10^{-4} , com a OSNR para o limite do FEC de 13,6 dB, ou seja, uma penalidade de OSNR de 3,6 dB. Quando o gerador de RF sintetizado é empregado como fonte de RF, Figura 42 (b), as portadoras geradas apresentaram, aproximadamente, a mesma qualidade, com nível do *floor* para a BER por volta de 10^{-10} e OSNR requerida no limite do FEC de 10,5 dB. Foi verificada uma penalidade de OSNR máxima de apenas 0,7 dB entre as portadoras #1 e #10 no limite do FEC, confirmando a alta qualidade do OCG nessa configuração.

4.1.3 CONCLUSÃO

Nesta seção, apresentaram-se o projeto e caracterização de um gerador de pente óptico para aplicações em supercanais CO-OFDM. O OCG emprega a técnica RFS em conjunto com modulação SSB-SC para a geração das portadoras ópticas. Duas fontes

para acoplamento de RF, relógio do gerador PRBS e gerador RF sintetizado, ao OCG foram avaliadas.

A caracterização do OCG indicou uma forte dependência da qualidade das linhas do pente gerado com o gerador de RF usado. O emprego do relógio do gerador PRBS implicou em uma forte degradação do sinal modulado a 112 Gb/s DP-QPSK devido às próprias linhas ópticas geradas no OCG, contaminadas pelas frequências espúrias do sinal RF. Essas frequências espúrias tiveram origem no grande número de multiplicadores de frequência usados para se obter a elevada taxa de saída. Usando o relógio do gerador PRBS, uma penalidade de OSNR de 3,6 dB e um aumento no nível base (*floor*) de BER de seis ordens de grandeza foram observados após a geração da quarta portadora óptica. Além disso, não foi possível receber o sinal modulado a partir da quinta portadora óptica gerada pelo OCG nessa situação. Com o uso do gerador de RF sintetizado, penalidades de OSNR desprezíveis (< 1 dB) foram obtidas e o *floor* de BER permaneceu constante para até dez portadoras geradas pelo OCG.

Para uma melhor qualidade das portadoras geradas, é importante o uso de geradores de RF estáveis de alta pureza espectral, como os geradores de RF sintetizados. Como resultado desta investigação, uma estrutura de OCG com subportadoras adequadas para as análises desejadas foi implementada e validada em laboratório. A próxima seção apresenta o desenvolvimento de um sistema de transmissão WDM com supercanais CO-OFDM, onde a estrutura de OCG aqui apresentada foi usada no arranjo do transmissor.

4.2 TRANSMISSÃO WDM DE SUPERCANAIS CO-OFDM 400 GB/S COM 6 B/S/HZ

Na primeira seção deste capítulo, apresentou-se a estrutura de um OCG para aplicações em supercanais CO-OFDM, uma vez que estas fontes ópticas mantêm o

travamento de frequências entre as subportadoras do supercanal. A qualidade das portadoras geradas pelo OCG também foi validada para a transmissão de dados em altas taxas. Esses resultados possibilitaram a montagem laboratorial de um sistema óptico para transmissão CO-OFDM via supercanais ópticos.

Assim, nesta seção, apresenta-se o desenvolvimento de um sistema de transmissão WDM de 3 supercanais em formato CO-OFDM, operando a 400 Gb/s por supercanal. Cada supercanal foi composto por 4 subportadoras, cada uma delas moduladas em DP-16QAM a taxa de símbolos de 12,5 GBd, totalizando 100Gb/s por subportadora. Dessa forma, a largura de banda de cada supercanal foi de 62,5 GHz, levando a uma eficiência espectral de 6 b/s/Hz. As seções subsequentes apresentam o arranjo experimental do sistema de transmissão, os resultados de caracterização e transmissão, análises e conclusão.

4.2.1 MONTAGEM EXPERIMENTAL

O desenvolvimento do sistema de transmissão de supercanais CO-OFDM a 400Gb/s pode ser dividido em quatro etapas: a geração do sinal SC (100 Gb/s DP-16QAM), que seria equivalente a análise de desempenho de transmissão de uma das linhas produzidas pelo OCG; a geração do sinal MC (400 Gb/s CO-OFDM), que se trata da análise de desempenho de um supercanal; o anel de recirculação; e a recepção. As seções subsequentes descrevem as montagens experimentais de cada um desses subsistemas.

4.2.1.1 TRANSMISSOR 100 GB/S DP-16QAM

Como detalhado na Seção 3.1.1, o transmissor de supercanais ópticos é dividido em três etapas: geração das portadoras ópticas, geração dos sinais SC, e geração do sinal MC. A Figura 43 ilustra o arranjo experimental que seria equivalente ao de um estágio de modulação SC da Figura 17 usado nos testes iniciais referentes ao sistema de

supercanal CO-OFDM. Inicialmente, um ECL serve como portadora óptica para um IQM, de largura de banda de, aproximadamente, 30 GHz, que recebe como entradas de dados sinais quaternários (4PAM) com formato de pulsos NRZ a 12,5 GBd. Esses sinais eletrônicos são obtidos via um DAC de largura de banda de cerca de 20 GHz e operando a 25 GS/s, com duas amostras por símbolo (2 Sps). Dessa forma, a portadora óptica é modulada a 50 Gb/s com formato de modulação 16QAM. Um EDFA é usado após o IQM para compensar as perdas do sistema. Finalmente, um estágio de multiplexação de polarização (PolMux) é empregado para gerar sinais modulados em duas polarizações (DP). Na entrada do PolMux, o sinal óptico modulado em uma polarização é dividido em dois braços por um acoplador de 3 dB. Em seguida os braços são descorrelacionados por um número inteiro de símbolos e, por fim, combinados por um PBC para obter sinais modulados e descorrelacionados em duas polarizações. Com isso, chega-se a uma saída do PolMux com o dobro da taxa de transmissão do sinal de entrada, ou seja, tem-se um sinal óptico a 100 Gb/s, com formato de modulação DP-16QAM.

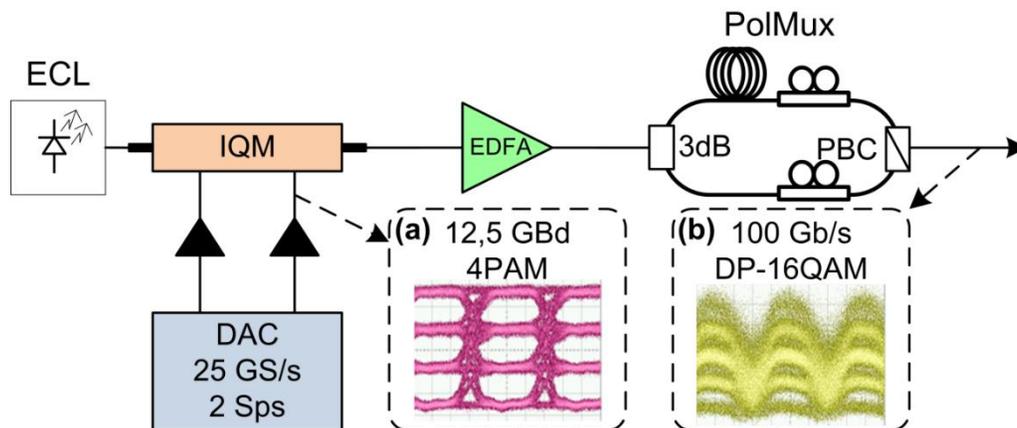


Figura 43: Transmissor 100 Gb/s DP-16QAM: (a) diagrama de olho elétrico do sinal modulante 12,5 GBd 4PAM, e (b) diagrama de olho óptico do sinal 100 Gb/s DP-16QAM.

O sinal 100 Gb/s DP-16QAM obtido consiste no sinal equivalente de um estágio SC para a composição de um supercanal CO-OFDM a 400 Gb/s [64], como na Figura 17. O espectro óptico do sinal SC gerado é ilustrado na Figura 44. Deve-se destacar que este

seria o comportamento esperado para cada uma das subportadoras moduladas dos supercanais gerados a partir do OCG, como descrito a seguir.

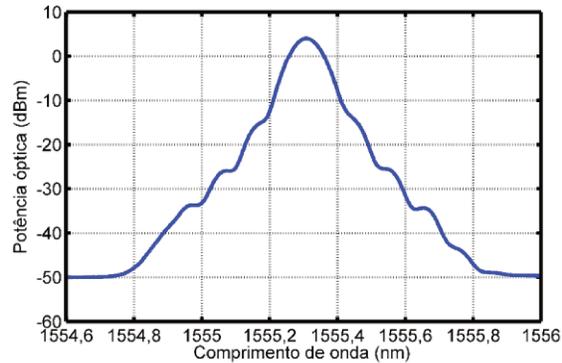


Figura 44: Espectro óptico do sinal 100 Gb/s DP-16QAM.

4.2.1.2 TRANSMISSOR 400 GB/S CO-OFDM

Com base no transmissor SC demonstrado na seção anterior, deu-se seguimento na montagem do sistema de transmissão do supercanal óptico. A Figura 45 apresenta o arranjo experimental do transmissor de supercanal CO-OFDM a 400 Gb/s [64]. Inicialmente, um OCG é usado para gerar 4 subportadoras ópticas espaçadas de 12,5 GHz, como ilustra a Figura 45 (a). Em seguida, as subportadoras são enviadas ao transmissor 100 Gb/s DP-16QAM, previamente apresentado na Figura 43. Nessa etapa, cada subportadora é modulada a 100 Gb/s com formato de modulação DP-16QAM, resultando em um supercanal 400 Gb/s CO-OFDM. O espectro óptico do supercanal obtido é ilustrado na Figura 45 (b). Diferentemente do esquema apresentado na Seção 3.1.1, todas as subportadoras foram moduladas no mesmo modulador óptico devido ao fato da indisponibilidade de outro transmissor 100 Gb/s DP-16QAM. No entanto, essa abordagem resulta no sincronismo de símbolos, requerimento necessário para alcançar a condição de ortogonalidade do sistema CO-OFDM, pois todas as subportadoras são moduladas no mesmo instante de tempo. Investigações da correlação entre canais durante a transmissão de sinais OFDM e Nyquist WDM já foram realizadas [65],

resultando em maiores penalidades por não-linearidades para sistemas com canais correlacionados em relação aos sistemas com canais decorrelacionados.

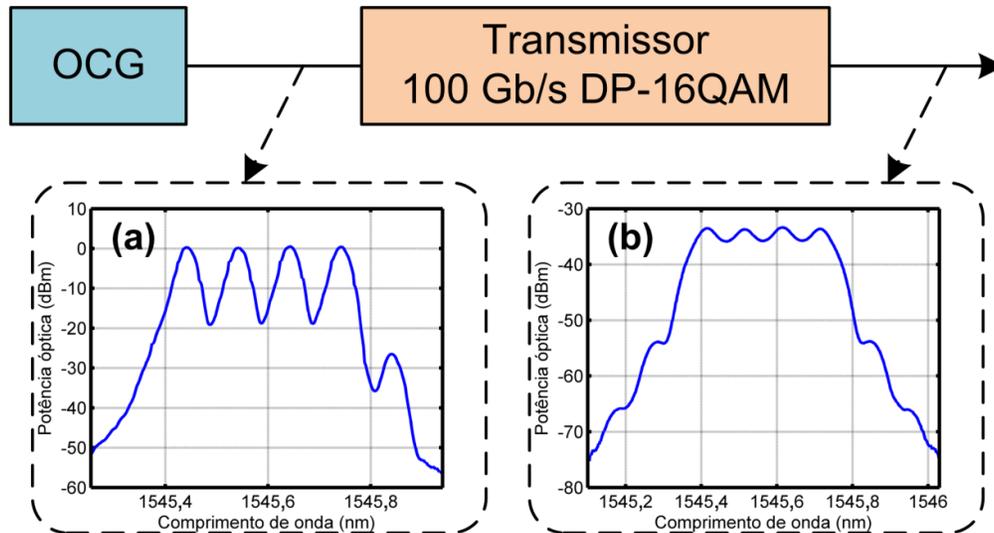


Figura 45: Transmissor de supercanal a 400 Gb/s CO-OFDM: (a) espectro óptico de 4 subportadoras espaçadas de 12,5 GHz geradas pelo OCG e (b) espectro óptico do sinal 400 Gb/s CO-OFDM.

Uma quinta subportadora óptica de potência reduzida também é observada na Figura 45 (a). O aparecimento da quinta subportadora deve-se à não-idealidade do filtro passa-faixa que controla o número de subportadoras do OCG. Devido à baixa potência da quinta subportadora em relação às demais subportadoras geradas pelo OCG (próximo a 30 dB), sua contribuição para os resultados do sistema é desprezível.

A Tabela 2 apresenta as características do supercanal obtido, em termos de taxa de transmissão, taxa de símbolos, número de portadoras, espaçamento entre subportadoras, largura de banda e formato de modulação.

Tabela 2: Características do supercanal 400 Gb/s CO-OFDM desenvolvido.

Taxa de transmissão	Taxa de símbolos	Número de subportadoras	Espaçamento de subportadoras	Largura de banda	Formato de modulação
400 Gb/s	12,5 GBd	4	12,5 GHz	62,5 GHz	DP-16QAM

A validação de transmissão em um cenário WDM requer mais de um canal lançado na fibra óptica. Para isso, o arranjo experimental ilustrado na Figura 46 foi

implementado. Nessa estrutura, o OCG gera 14 subportadoras ópticas espaçadas de 12,5 GHz, como ilustra a Figura 46 (a). Em seguida, duas subportadoras são removidas e as demais são equalizadas por meio de um WSS, resultando em três grupos de quatro subportadoras espaçadas de 62,5 GHz, como ilustra a Figura 46 (b). Finalmente, os grupos de subportadoras equalizadas são enviados ao transmissor 100 Gb/s DP-16QAM, que realiza a modulação de todas as 12 subportadoras a 100 Gb/s com formato de modulação DP-16QAM. Dessa forma, cada grupo de quatro subportadoras moduladas compõem um supercanal 400 Gb/s CO-OFDM. O resultado final é um sistema WDM *flexgrid* composto por três supercanais 400 Gb/s CO-OFDM em grade de 62,5 GHz [66], como ilustra a Figura 46 (c).

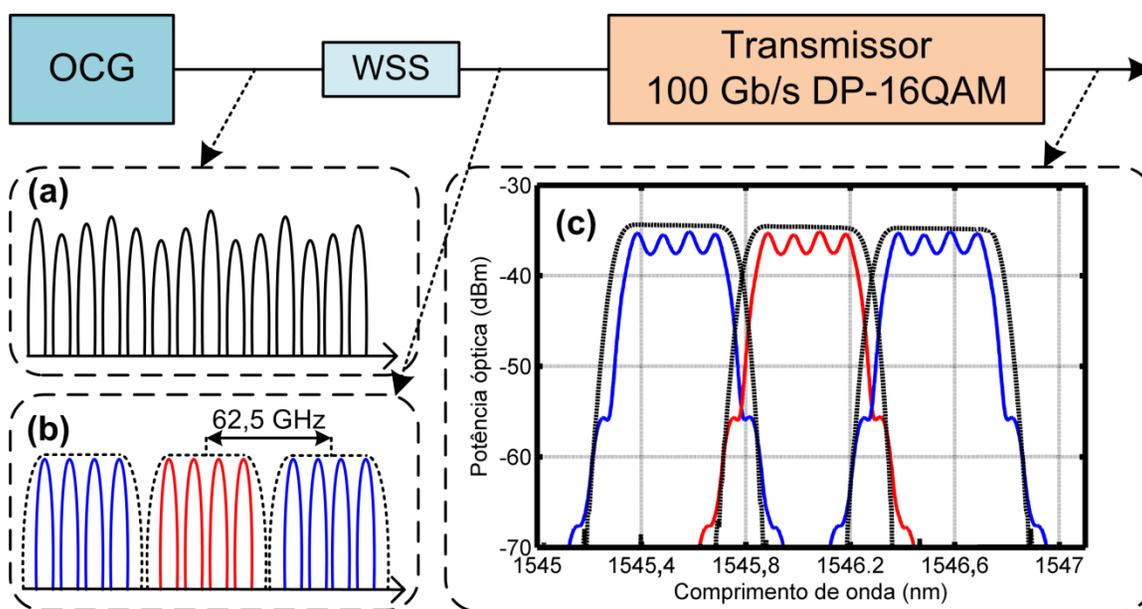


Figura 46: Geração de sinal WDM com três supercanais 400 Gb/s CO-OFDM: (a) saída do OCG com 14 subportadoras espaçadas de 12,5 GHz, (b) três grupos de quatro subportadoras espaçadas de 62,5 GHz, e (c) sistema WDM com três supercanais 400 Gb/s CO-OFDM em grade de 62,5 GHz.

Desconsiderando-se a sobrecarga do FEC (7% HD-FEC) [23], a taxa de dados efetivamente transmitida (*payload*) é de 375 Gb/s por supercanal, resultando em uma SE de 6 b/s/Hz para uma grade WDM de 62,5 GHz.

4.2.1.3 ANEL DE RECIRCULAÇÃO

Para validar o sistema desenvolvido para transmissão por fibra óptica, uma montagem específica foi realizada em laboratório: o anel de recirculação óptico, ilustrado na Figura 47. O anel de recirculação, que emula um enlace de transmissão de longa distância, foi montado com cinco enlaces de fibra com núcleo de sílica pura (PSCF – *pure silica core fiber*) [67], sendo quatro de 50 km e um de 26 km, seis EDFAs (compensação de perdas), duas chaves acústico ópticas (AOS – *acousto-optic switch*), um WSS *flexgrid*, e dois acopladores ópticos de 3 dB. No anel de recirculação, inicialmente, a AOS de entrada (AOS 1) é habilitada para carregar o anel com o sinal transmitido até o seu preenchimento, quando é aberta. Após o término da carga do anel, a AOS interna (AOS 2) é fechada e o sinal propaga-se por quantas voltas forem necessárias para alcançar o comprimento do enlace desejado. A cada volta, parte do sinal propagado sai do anel pelo acoplador e chega ao receptor, que faz a aquisição dos dados. O WSS é configurado para filtrar e separar os três supercanais em dois grupos, par e ímpar, enviados para diferentes portas de saída e, por fim, recombinados por um acoplador de 3 dB. Essa configuração do WSS permite emular a filtragem óptica devido aos ROADMs em um cenário de rede e foi ajustada para canais de 62,5 GHz.

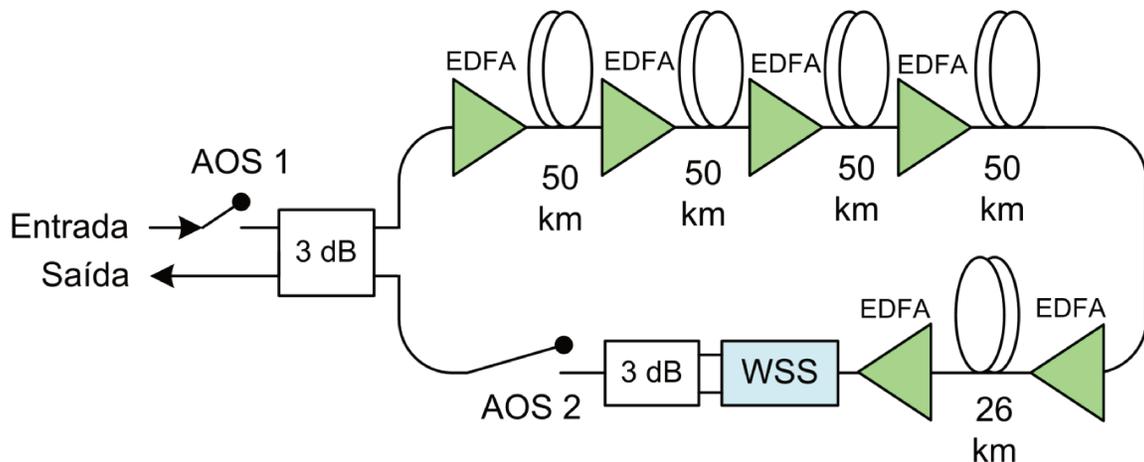


Figura 47: Anel de recirculação óptico usado na transmissão de 3 supercanais CO-OFDM a 400 Gb/s.

4.2.1.4 RECEPTOR

Após a propagação pela fibra óptica, o sinal de saída do anel de recirculação é enviado para o sistema de recepção, ilustrado na Figura 48. Um receptor óptico coerente é usado para recuperar a subportadora desejada de um dado supercanal. Um osciloscópio de tempo real com quatro canais, largura de banda de 20 GHz e taxa de amostragem de 40 GS/s, é usado para digitalizar as saídas do receptor coerente. Em seguida, os sinais amostrados são processados por um conjunto de algoritmos de DSP. No DSP, é realizada a re-amostragem para quatro amostras por símbolo (4 Sps) e a separação de subportadora é realizada por meio de filtros DAF T/2 e T/4 cascadeados [47]. Para realizar a recepção do supercanal, o LO é sintonizado em todas as subportadoras para demodulação, uma por vez.

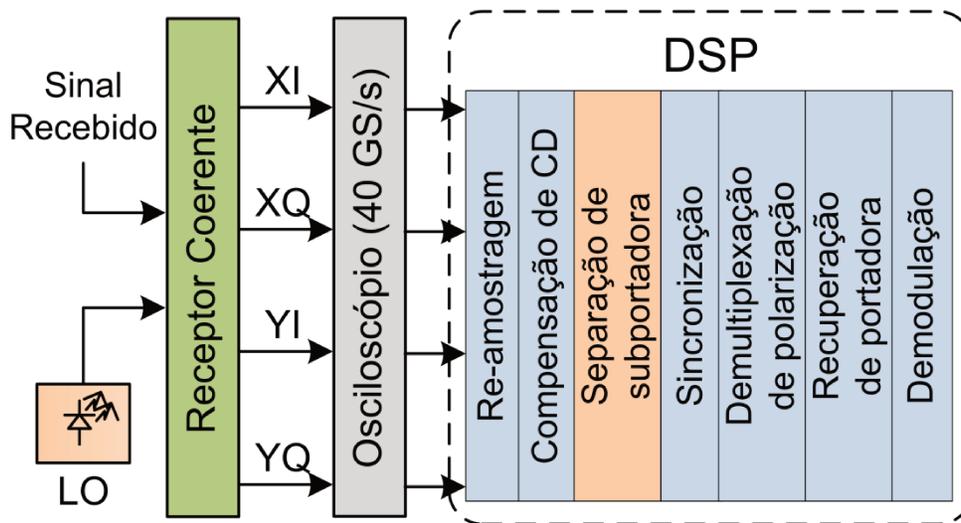


Figura 48: Sistema de recepção coerente digital para supercanais CO-OFDM a 400 Gb/s.

4.2.2 RESULTADOS E ANÁLISES

Inicialmente, o sinal 100 Gb/s DP-16QAM (Seção 4.2.1.1), que é também usado no estágio de modulação SC do supercanal CO-OFDM a 400 Gb/s, foi caracterizado em termos de BER versus OSNR recebida na configuração *back-to-back*, ou seja, sem transmissão pela fibra óptica. O resultado dessa caracterização é ilustrado na Figura 49

(a). A recepção desse sinal apresentou um *floor* de BER de, aproximadamente, 3×10^{-6} e OSNR mínima requerida no limite do FEC de 16,9 dB. O aparecimento do *floor* de BER na curva de desempenho se deve ao fato de que existem ruídos intrínsecos aos equipamentos usados que limitam o desempenho máximo do sistema e, conseqüentemente, uma BER melhor não pode ser alcançada mesmo com o aumento da OSNR. Esse resultado representa uma penalidade de 1,7 dB em relação ao limite teórico (Seção 2.2.2) devido as limitações do transmissor e receptor, tais como resolução dos DACs e ADCs, e ruído inserido pelos *drivers* e TIAs. A penalidade em relação ao limite teórico em condição *back-to-back* é chamada de penalidade de implementação, pois se refere às penalidades impostas pelos componentes usados na implementação do sistema. As constelações recebidas na máxima OSNR e no limite do FEC são ilustradas na Figura 49 (b) e Figura 49 (c), respectivamente.

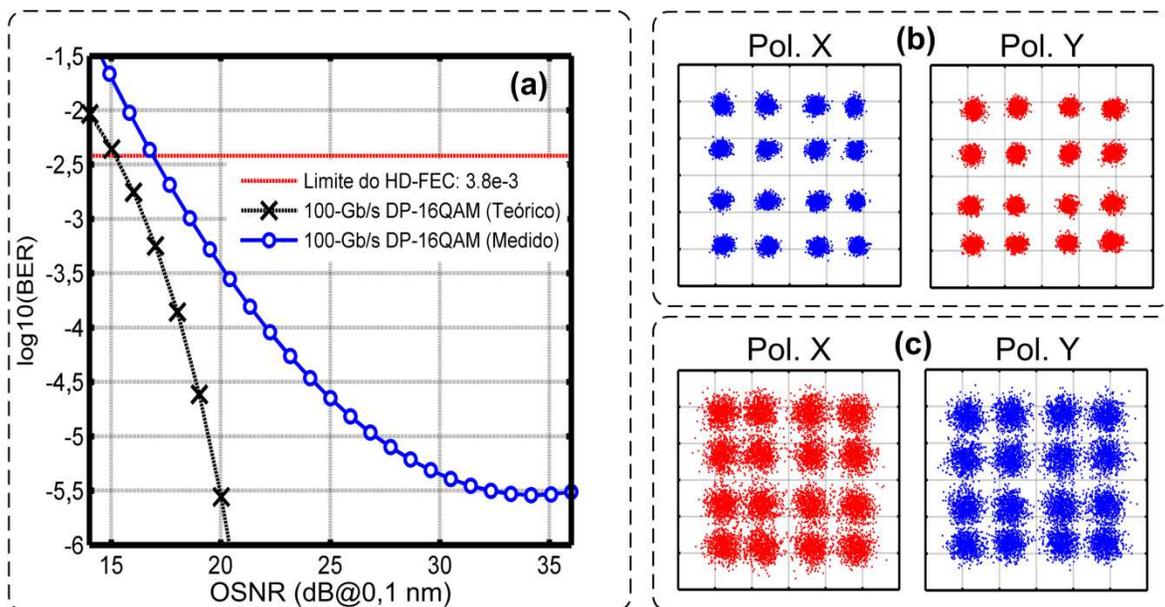


Figura 49: Desempenho em *back-to-back* de sinal 100 Gb/s DP-16QAM: (a) curvas de BER em função da OSNR, (b) constelação recebida na OSNR máxima, e (c) constelação recebida no limite do FEC.

Em seguida, também foi caracterizado em *back-to-back* um supercanal 400 Gb/s CO-OFDM (Seção 4.2.1.2). A Figura 50 ilustra o desempenho da BER em função da OSNR recebida, para cada uma das quatro subportadoras que compõem o supercanal óptico.

Observa-se que houve variação no *floor* de BER das subportadoras, sendo de 10^{-5} para a subportadora #1 e de 10^{-4} para as demais subportadoras. A variação no *floor* das subportadoras deve-se a técnica RFS usada no OCG (Seção 4.1), em que a subportadora #1 é o próprio laser semente (estável e de largura de linha estreita), e as demais subportadoras são geradas pela modulação SSB-SC e amplificação óptica em um anel de recirculação. No entanto, todas as subportadoras apresentaram o mesmo desempenho no limite do FEC, requerendo uma OSNR mínima de 16,9 dB, mesmo resultado que o apresentado na Figura 49 para um único canal em 100 Gb/s DP-16QAM. Isso indica que os sistemas do transmissor e receptor CO-OFDM foram desenvolvidos corretamente, apresentando penalidade desprezível após a multiplexação densa de subportadoras em um supercanal óptico.

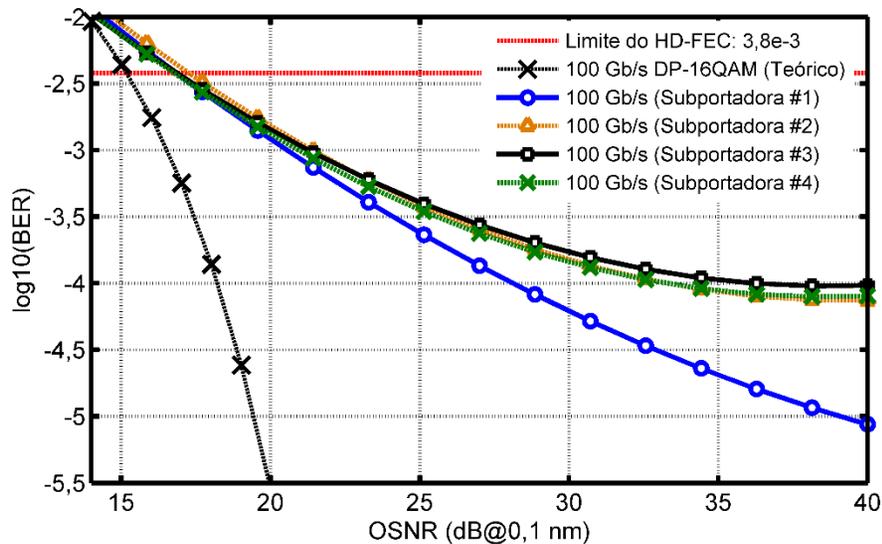


Figura 50: Desempenho de BER em função da OSNR do supercanal 400 Gb/s CO-OFDM.

Após a caracterização em *back-to-back* do supercanal desenvolvido, foram realizados os experimentos de transmissão WDM. Nesse cenário, foram transmitidos três supercanais 400 Gb/s CO-OFDM (Seção 4.2.1.2), espaçados de 62,5 GHz, em um enlace de PSCF e amplificação EDFA. Os resultados de desempenho de transmissão, em termos de BER em função da distância, para o supercanal central são apresentados na

Figura 51. Nesse cenário, a potência de lançamento na fibra óptica foi otimizada para -6 dBm por supercanal, ou -12 dBm por subportadora. Um alcance máximo de 544 km e duas passagens pela WSS *flexgrid* a 62,5 GHz é obtido abaixo do limite do FEC para o supercanal central recebido, representando uma transmissão sem erro sob essas condições. As medições apresentadas na Figura 51 representam a BER média das quatro subportadoras do supercanal CO-OFDM 400 Gb/s recebido. As quatro subportadoras apresentaram, aproximadamente, o mesmo desempenho de BER em função da distância propagada.

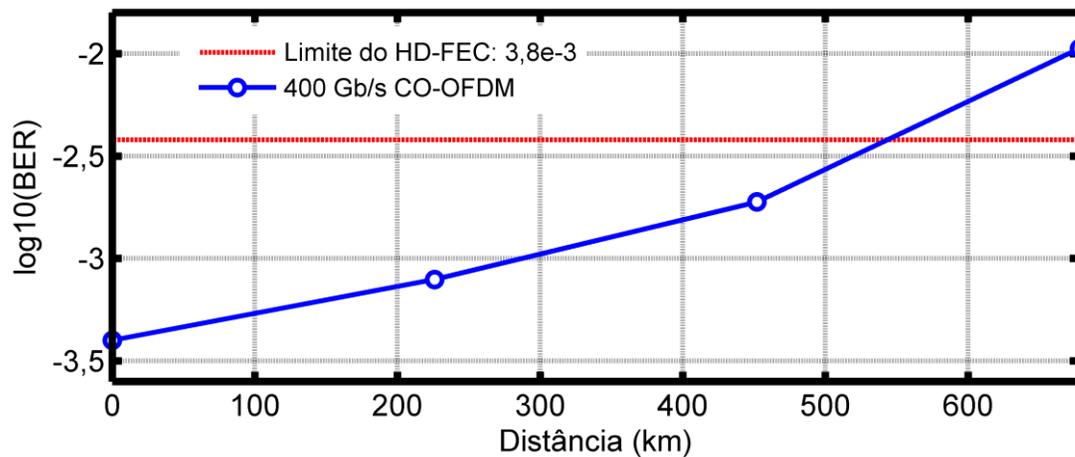


Figura 51: Desempenho de transmissão WDM para o supercanal 400 Gb/s CO-OFDM central.

A OSNR recebida após a transmissão por 544 km foi de 25 dB por supercanal, ou 19 dB por subportadora, para uma BER de $3,8 \times 10^{-3}$ (Figura 51). Esse resultado indica uma penalidade de transmissão 2,1 dB, pois, em *back-to-back*, o supercanal requer uma OSNR de 16,9 dB por subportadora para alcançar uma mesma BER. A penalidade de transmissão se refere à diferença de desempenho entre o sinal recebido após a transmissão por fibra óptica em comparação ao sinal recebido em configuração *back-to-back*. Os resultados indicam que o alcance máximo do sistema foi limitado pela degradação da OSNR no anel de recirculação, principalmente pelo fato do baixo valor de potência lançada na fibra.

4.2.3 CONCLUSÃO

A geração e recepção em laboratório de um supercanal CO-OFDM a 400 Gb/s foi demonstrada com sucesso. O supercanal é composto por quatro subportadoras moduladas a 100 Gb/s DP-16QAM e espaçadas de 12,5 GHz. Os resultados de caracterização em *back-to-back* indicaram uma penalidade de 1,7 dB em relação ao limite teórico para a implementação do sinal 100 Gb/s DP-16QAM (Seção 4.2.1.1) devido as limitações do transmissor e receptor usados no experimento. Foram verificadas penalidades desprezíveis após a multiplexação densa de subportadoras, demonstrando a implementação bem sucedida dos sistemas de transmissão e recepção do supercanal CO-OFDM desenvolvido.

A transmissão WDM de três supercanais 400 Gb/s CO-OFDM em grade de 62,5 GHz, com duas passagens por ROADMs *flexgrid*, e eficiência espectral de 6 b/s/Hz, foi realizada por até 544 km. Uma penalidade de transmissão de 2,1 dB foi verificada após a máxima distância propagada, referente a degradação por efeitos impostos pela fibra óptica não compensados pelos algoritmos de DSP empregados na recepção desse experimento, tais como os efeitos não-lineares. Os resultados indicaram que o alcance máximo do sistema foi severamente limitado pela degradação de OSNR após a propagação no anel de recirculação devido à baixa potência de lançamento de sinal usada no experimento, de -6 dBm por supercanal (ou -12 dBm por subportadora), necessária para reduzir a degradação do sinal por efeitos não-lineares da fibra óptica. Apesar de estimular menos os efeitos não-lineares da fibra que degradam o sinal, a baixa potência de lançamento implica em maior degradação da OSNR com a cascata de amplificadores em um sistema de transmissão óptica de longas distâncias e, conseqüentemente, reduz a distância máxima alcançada pelo sistema.

Os resultados demonstram a potencialidade de aplicação da técnica CO-OFDM à supercanais de alta eficiência espectral para uso em sistemas ópticos de próxima geração

com altas taxas de transmissão. Apesar da alta SE de 6 b/s/Hz obtida, a alta degradação da OSNR devido à baixa potência de lançamento necessária para redução dos efeitos não-lineares no sistema de transmissão WDM de supercanais CO-OFDM a 400 Gb/s limitou o alcance do sistema a 544 km. Dessa forma, o desenvolvimento de técnicas de mitigação e compensação de efeitos não-lineares é desejável para aumentar a distância em sistemas de supercanais CO-OFDM de alta SE.

O desempenho de sistemas de transmissão óptica de supercanais Nyquist WDM com eficiências espectrais de 6 e 6,5 b/s/Hz é investigado no Capítulo 5, onde também são apresentadas técnicas para a mitigação e compensação de efeitos não-lineares da fibra, assim como soluções para reduzir a degradação da OSNR em enlaces ópticos.

5. ANÁLISE DE RESULTADOS: SUPERCANAIS NYQUIST WDM

Este capítulo é dedicado à descrição de montagens experimentais, assim como a apresentação dos resultados obtidos no desenvolvimento de supercanais Nyquist WDM. Com base no contexto e estado da arte descritos nos Capítulos 2 e 3, realizou-se a análise dos resultados obtidos. As publicações referentes ao trabalho desenvolvido também são ressaltadas.

A Seção 5.1 apresenta o desenvolvimento de um transmissor SC para supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica, nos moldes apresentados no Capítulo 3. O transmissor desenvolvido empregou o formato de modulação DP-16QAM a 224 Gb/s, formato de pulsos RZ, e formatação espectral por filtragem óptica. São apresentados e analisados os benefícios da filtragem óptica para aplicação dos supercanais Nyquist WDM.

As Seções 5.2 e 5.3 apresentam o desenvolvimento de sistemas de transmissão de supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica a 1,12 Tb/s, com eficiência espectral de 6 e 6,5 b/s/Hz, respectivamente, empregando transmissores SC desenvolvidos na Seção 5.1, para aplicação em WDM. As montagens experimentais dos transmissores, anéis de recirculação, e receptores são detalhadas, assim como as apresentações e análises dos resultados de caracterizações e transmissões ópticas.

5.1 TRANSMISSOR 224 GB/S DP-16QAM COM FILTRAGEM ÓPTICA

Supercanais ópticos são compostos por múltiplos sinais SC combinados em um sinal MC de alta capacidade. Nesta seção, apresenta-se o desenvolvimento de um transmissor óptico a 224 Gb/s que utiliza o formato de modulação DP-16QAM, empregado em um dos possíveis estágios de modulação SC de geração do supercanal Nyquist WDM. O transmissor desenvolvido emprega filtragem óptica para reduzir a

ocupação espectral e possibilitar a multiplexação densa de subportadoras. As seções subsequentes apresentam o arranjo experimental, resultados obtidos, análises, e conclusão.

5.1.1 MONTAGEM EXPERIMENTAL

A montagem experimental do transmissor SC de 224 Gb/s que usa DP-16QAM é ilustrada na Figura 52. Inicialmente, a portadora óptica de um ECL é modulada em um PDM, que recebe como entrada quatro linhas de sinais binários a 28 Gb/s provenientes de um gerador de padrões de bits (BPG – *bit pattern generator*), resultando em um sinal óptico no formato de modulação DP-QPSK a 112 Gb/s. Em seguida, o sinal é enviado a um conversor de formato de modulação que converte o sinal de entrada com formato de modulação DP-QPSK a 112 Gb/s para 16QAM a 112 Gb/s, além de realizar a formatação de pulsos para retorna a zero (RZ – *return-to-zero*). A conversão do formato de modulação de DP-QPSK para 16QAM é obtida por meio da superposição angular de polarização [68], e o formato de pulso RZ é obtido por meio de um formatador de pulsos (PC – *pulse carver*). Informações detalhadas do conversor de formato de modulação podem ser encontradas em [27],[70]. Um EDFA é usado para compensar as perdas de inserção do sistema. Em seguida, o sinal 112 Gb/s RZ-16QAM é enviado a um estágio *PolMux* para gerar um sinal óptico modulado em duas polarizações, resultando em um sinal DP-16QAM a 224 Gb/s com formato de pulsos RZ. Finalmente, o sinal é filtrado por um filtro óptico programável (POF – *programmable optical filter*), que realiza a formatação espectral do sinal óptico. O emprego de pulsos RZ facilita a formatação espectral pelo POF, devido à ampla largura de banda dos sinais RZ, além de eliminar o efeito do gorjeio [19] devido às transições de fase na modulação 16QAM. Informações detalhadas sobre o benefício do emprego de pulsos RZ em conjunto com filtragem óptica podem ser encontradas em [27].

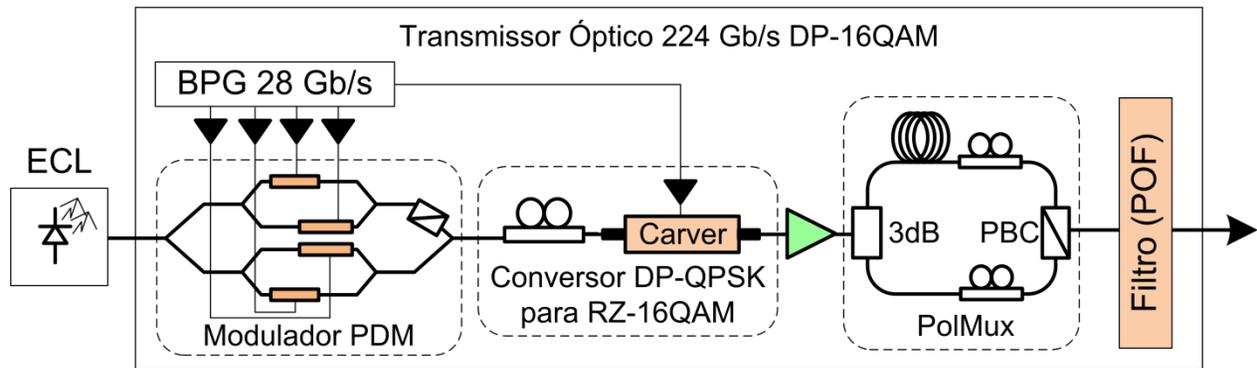


Figura 52: Transmissor SC de 224 Gb/s DP-16QAM com filtragem óptica para supercanais Nyquist WDM.

O esquemático ilustrado na Figura 52 corresponde ao transmissor SC empregado na geração de supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica. A filtragem óptica é usada para confinar o espectro do sinal modulado, reduzindo os efeitos de ICI após a multiplexação densa em supercanais.

5.1.2 RESULTADOS E ANÁLISES

Devido à natureza do POF, diferentes perfis de filtros ópticos podem ser aplicados ao sinal [69]. A Figura 53 ilustra os diferentes perfis de filtros ópticos investigados nesse trabalho: retangular (Figura 53 (a)), gaussiano (Figura 53 (b)) e Nyquist (Figura 53 (c)), todos com largura de banda de 50 GHz. O filtro retangular é um filtro passa faixa ideal, o filtro gaussiano possui perfil gaussiano de segunda ordem, e o filtro de Nyquist, previamente detalhado na Seção 3.2.2.2, corresponde a um filtro passa faixa com a banda de passagem invertida em relação à do sinal filtrado. Para o filtro gaussiano, a largura de banda se refere à largura de banda de 3 dB. Para os demais filtros, onde a transição entre a faixa de passagem e a faixa de rejeição é abrupta, a largura de banda se refere à largura da faixa de passagem.

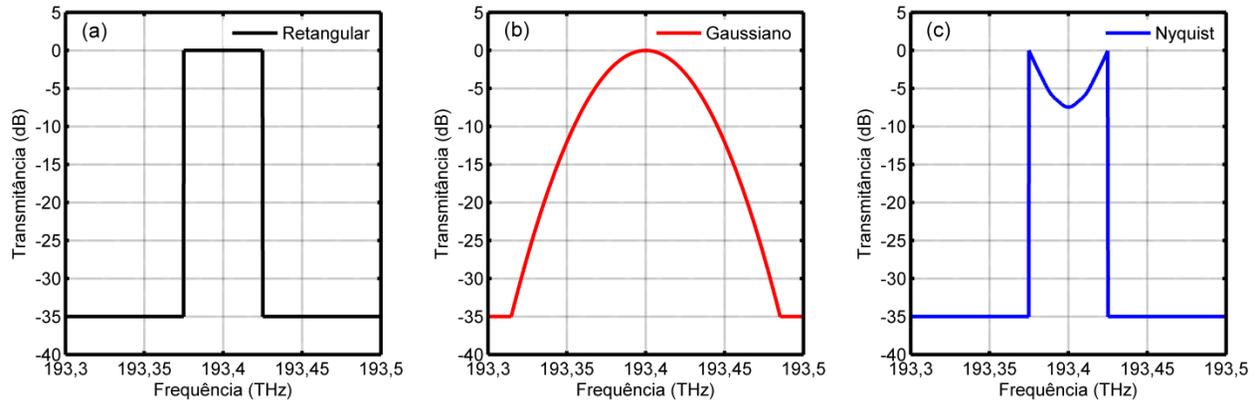


Figura 53: Filtros ópticos (50 GHz de banda) aplicados ao POF: (a) retangular, (b) gaussiano e (c) Nyquist.

A investigação da filtragem óptica consiste na variação da largura de banda dos diferentes tipos de filtros aplicados ao sinal. Nesse cenário, o sinal a 224 Gb/s e modulado em DP-16QAM é filtrado por meio do POF e, em seguida, enviado a um arranjo de recepção coerente digital (Seção 2.3.4), com OSNR fixa em 27 dB. Os resultados da investigação da filtragem óptica estão ilustrados na Figura 54, em termos de penalidade do fator Q, calculada em relação a um sinal sem filtragem e de mesma OSNR, em função da largura de banda do filtro. O fator Q é uma figura de mérito que indica a qualidade do sinal medido (quanto maior o fator Q, melhor é a qualidade do sinal) [25].

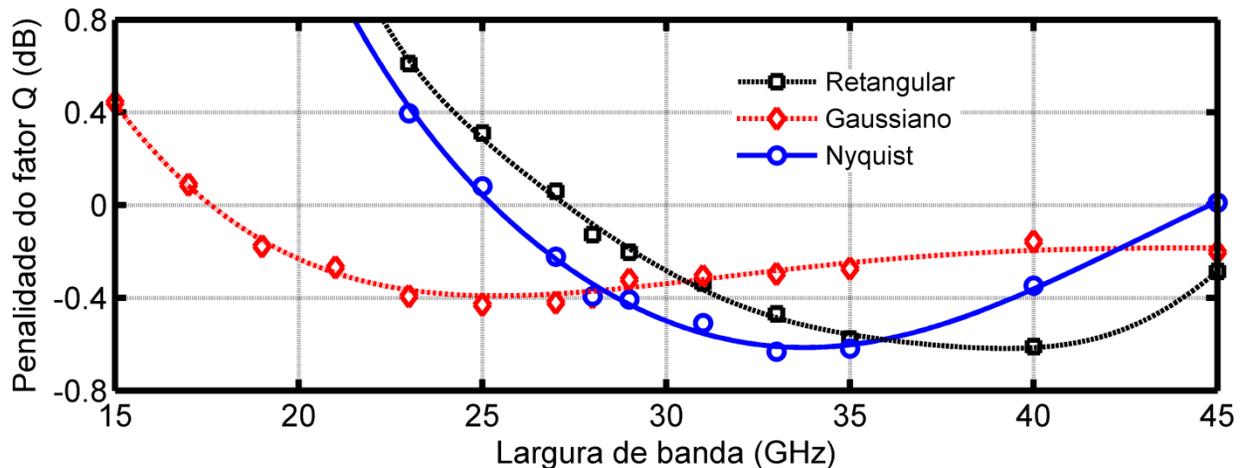


Figura 54: Investigação da filtragem óptica em sinal 224 Gb/s DP-16QAM.

Os resultados da Figura 54 apresentam fator Q negativo, ou ganho em fator Q, para alguns valores de largura de banda dos filtros ópticos. Isso indica que existe uma melhora no desempenho da transmissão quando o sinal é submetido a formatações espectrais específicas. A explicação desse fenômeno se deve ao casamento de filtros do transmissor e receptor, maximizando a relação sinal-ruído (SNR) após a amostragem do sinal [71]. Verifica-se que cada perfil de filtro possui uma largura de banda ótima, que resulta no melhor desempenho do sinal recebido. Após a redução da largura de banda além do ponto ótimo, o desempenho do sinal começa a se degradar devido aos efeitos de ISI causados pela filtragem estreita.

O filtro óptico gaussiano apresentou menor ganho de fator Q, atingindo seu valor máximo de, aproximadamente, 0,4 dB para uma largura de banda de 25 GHz. Como esperado, o filtro gaussiano apresentou maior robustez para filtragens estreitas, devido ao decaimento suave entre a faixa de passagem e a faixa de rejeição. O filtro retangular apresentou um ganho máximo de fator Q, atingindo 0,61 dB para uma largura de banda de 40 GHz. No entanto, o desempenho do filtro retangular foi o mais penalizado para larguras de bandas estreitas. A filtragem óptica de Nyquist apresentou o maior ganho de fator Q, atingindo 0,65 dB para uma largura de banda de 33 GHz. Além disso, apesar de apresentar a mesma transição abrupta e confinamento espectral que o filtro retangular, o filtro de Nyquist apresentou melhor desempenho para larguras de bandas estreitas. Esse resultado se deve ao fato de que o filtro de Nyquist impõe uma pré-ênfase ao sinal, enaltecendo as frequências mais altas e contra-atacando as restrições de banda impostas pelo sistema. A investigação da filtragem óptica em um sinal DP-16QAM a 224 Gb/s resultou em uma configuração otimizada para o filtro de Nyquist com largura de banda de 33 GHz.

De posse das informações referentes a otimização da filtragem óptica, realizou-se uma caracterização em *back-to-back* da transmissão do sinal sob essas condições. Os resultados dessa caracterização estão ilustrados na Figura 55, em termos da BER em

função da OSNR recebida, para o sinal em 224 Gb/s modulado em RZ-DP-16QAM com e sem a filtragem otimizada, assim como o desempenho teórico (Seção 2.2.2) de um sinal 224 Gb/s DP-16QAM. Da Figura 55, verifica-se que o sinal filtrado apresenta um ganho de OSNR de 1 dB em comparação ao sinal sem filtragem no limite do FEC, passando de 23 dB, no caso sem filtragem óptica, para 22 dB, com filtragem óptica Nyquist de 33 GHz. O sinal otimizado apresentou uma penalidade de implementação de OSNR de 3,3 dB em relação ao limite teórico no limite do FEC, devido as limitações impostas pelos componentes do transmissor e receptor.

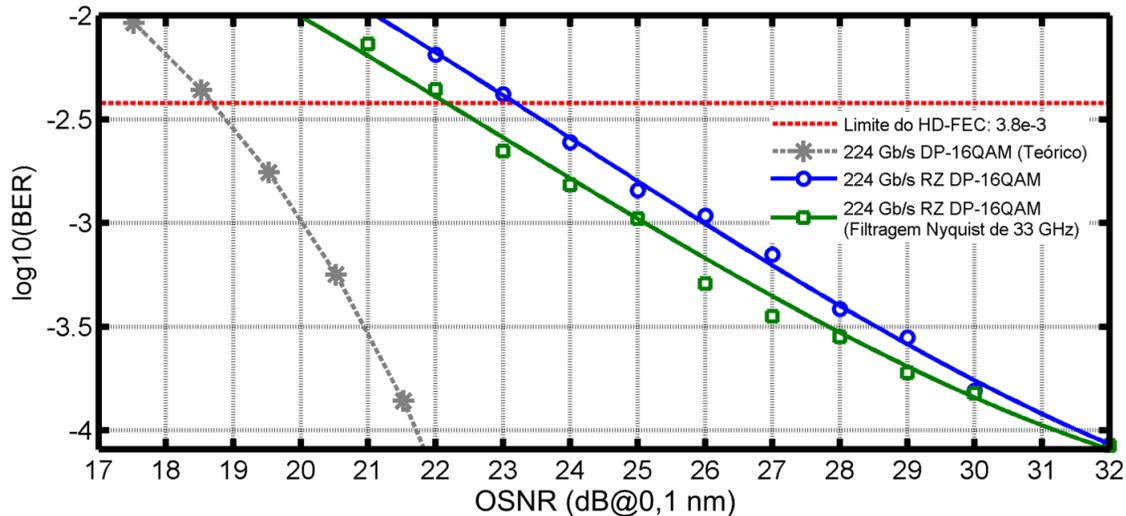


Figura 55: Resultados da otimização da filtragem óptica na transmissão em *back-to-back* de um sinal em 224 Gb/s modulado em RZ-DP-16QAM, com e sem a filtragem otimizada.

5.1.3 CONCLUSÃO

Nesta seção, foi apresentado o desenvolvimento de um transmissor SC para aplicação em supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica, contemplando a montagem experimental, resultados obtidos, e análises. O transmissor desenvolvido operou em 224 Gb/s, com formato de modulação DP-16QAM, formato de pulsos RZ e filtragem óptica para a formatação espectral. Foram realizados experimentos para a otimização da filtragem óptica, pela investigação de diferentes perfis de filtros ópticos (retangular, gaussiano e Nyquist) aplicados a um POF.

O filtro gaussiano apresentou o menor ganho de fator Q em comparação aos outros filtros investigados. No entanto, a filtragem gaussiana foi mais robusta aos efeitos de filtragem óptica estreita, devido ao seu decaimento suave entre a faixa de passagem e a faixa de rejeição. O filtro retangular apresentou uma melhora no ganho de fator Q, em comparação ao filtro gaussiano. No entanto, foi verificada uma alta degradação do sinal para filtragens retangulares estreitas, devido ao efeito da ISI. O filtro óptico de Nyquist apresentou o maior ganho em fator Q dentre os filtros investigados, atingindo 0,65 dB para uma largura de banda de 33 GHz. Além disso, o filtro óptico de Nyquist apresentou maior robustez para filtragens estreitas em comparação ao filtro retangular. Esse resultado se deve ao fato de que o filtro de Nyquist realiza uma pré-ênfase no sinal, enaltecendo as frequências mais altas e combatendo efeitos de restrição de banda que causam a degradação por ISI.

A investigação da filtragem óptica resultou em uma configuração otimizada empregando filtro óptico de Nyquist com largura de banda de 33 GHz. Essa configuração apresentou ganho em OSNR de 1 dB em relação ao sinal sem filtragem em configuração *back-to-back*. O ganho de desempenho deve-se ao casamento entre as respostas do transmissor e receptor (filtro casado), maximizando a SNR do sinal recebido após a amostragem [71]. Além disso, a filtragem óptica estreita resulta em uma menor ocupação espectral do sinal modulado, permitindo a multiplexação densa de subportadoras e minimizando penalidades por ICI para a composição de supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica.

A pré-filtragem do sinal modulado pelo filtro óptico de Nyquist apresentou o melhor desempenho dentre os perfis investigados, além de permitir a filtragem estreita e compactação espectral do sinal óptico. Dessa forma, o filtro óptico de Nyquist foi usado no desenvolvimento de sistemas de transmissão de supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica, apresentados nas Seções 5.2 e 5.3. Nesses sistemas também foi realizada uma otimização da largura de banda do filtro óptico aplicado onde, não

necessariamente, a largura de banda ótima será a mesma que foi obtida nesta seção, devido à ICI entre subportadoras presente nos supercanais.

5.2 TRANSMISSÃO DE SUPERCANAL NYQUIST WDM A 1,12 TB/S COM 6 B/S/HZ

O desenvolvimento do transmissor SC apresentado na Seção 5.1 permitiu a modulação de um sinal óptico numa taxa de transmissão elevada e com alta compactação espectral. Essa configuração de transmissor SC pode ser empregada na estrutura de geração de supercanais Nyquist WDM, previamente ilustrada na Seção 3.2.2.

Nesta seção, apresenta-se o desenvolvimento de um sistema de transmissão de supercanal Nyquist WDM por filtragem óptica operando a 1,12 Tb/s. O supercanal desenvolvido é composto por cinco subportadoras a 224 Gb/s cada, com formato de modulação DP-16QAM e taxa de símbolos de 28 GBd. Assim, sua largura de banda chega a 175 GHz e sua eficiência espectral a 6 b/s/Hz [55]. As seções subsequentes apresentam o arranjo experimental do sistema de transmissão do supercanal Nyquist WDM de 1,12 Tb/s, os resultados de caracterização e transmissão, análises, e conclusão.

5.2.1 MONTAGEM EXPERIMENTAL

O arranjo experimental do sistema de transmissão de supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz pode ser dividido em três etapas: o transmissor, o anel de recirculação óptico e o receptor. As seções subsequentes detalham as montagens experimentais para cada uma dessas etapas.

5.2.1.1 TRANSMISSOR

O esquemático do transmissor de supercanal Nyquist WDM implementado é ilustrado na Figura 56 (a). Inicialmente, cinco ECLs espaçados de 35 GHz entre si são

divididos em dois grupos, um ECL se refere à subportadora em teste, enquanto os outros quatro se referem às subportadoras vizinhas. O espaçamento de 35 GHz (ou 0,28 nm) entre subportadoras foi escolhido de forma que a multiplexação das cinco subportadoras resultasse em um supercanal com largura de banda de 175 GHz. Dessa forma, o espaçamento de 35 GHz entre subportadoras para o supercanal proposto resulta na ocupação espectral comportada por um canal de ROADM *flexgrid* com 175 GHz de largura de banda, como ilustra a Figura 56 (b). Em seguida, as subportadoras de ambos os grupos são moduladas em 224 Gb/s por dois esquemas de modulação em DP-16QAM, como o que foi apresentado na Seção 5.1, onde ocorre a modulação e, também, a filtragem óptica das subportadoras. Finalmente, os grupos de subportadoras moduladas são combinados para formar um supercanal óptico Nyquist WDM a 1,12 Tb/s, composto por cinco subportadoras (5×224 Gb/s) espaçadas de 35 GHz. A Figura 56 (b) ilustra o espectro óptico do supercanal resultante, assim como um canal de ROADM *flexgrid* com largura de banda de 175 GHz. Isso demonstra que o supercanal a 1,12 Tb/s desenvolvido pode ser alocado em um canal de 175 GHz de ROADM *flexgrid* em redes ópticas de próxima geração.

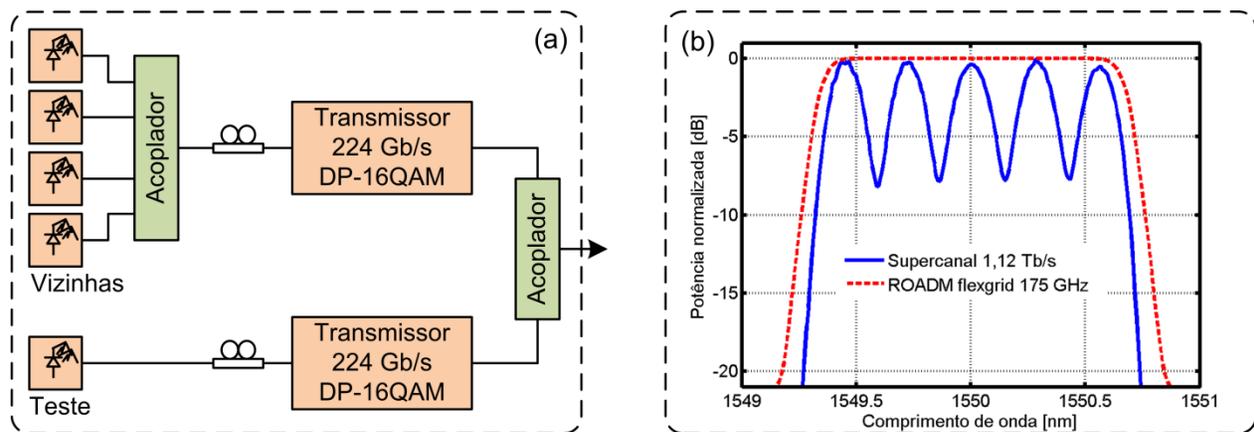


Figura 56: Supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz: (a) arranjo do transmissor e (b) espectro óptico com canal de ROADM *flexgrid* com 175 GHz.

A Tabela 3 apresenta as características do supercanal desenvolvido. Desconsiderando a sobrecarga do HD-FEC de 7%, o *payload* do supercanal é de 1,05 Tb/s, resultando em uma SE de 6 b/s/Hz para uma largura de banda de 175 GHz.

Tabela 3: Características do supercanal Nyquist WDM de 1,12 Tb/s e 6 b/s/Hz.

Taxa de transmissão	Taxa de símbolos	Número de subportadoras	Espaçamento de subportadoras	Largura de banda	Formato de modulação
1,12 Tb/s	28 GBd	5	35 GHz	175 GHz	DP-16QAM

5.2.1.2 ANEL DE RECIRCULAÇÃO ÓPTICO

Para validar o transmissor desenvolvido, um segundo anel de recirculação foi montado em laboratório de acordo com o diagrama da Figura 57. O anel de recirculação é composto por um enlace híbrido de fibra óptica com 100 km, sendo um primeiro lance de 50 km de fibra *LongLine*® [72] e o segundo de 50 km de fibra SSMF. Um esquema de amplificação híbrida Raman-EDFA e um WSS *flexgrid* também constituíram o anel de recirculação. O esquema de amplificação híbrida Raman-EDFA foi usado para reduzir a degradação de OSNR com a distância propagada. O bombeio Raman foi empregado em modo contra-propagante na fibra SSMF com um ganho médio liga-desliga de 15 dB, compensando parcialmente as perdas de propagação pela fibra óptica. A amplificação EDFA é usada para complementar o ganho da amplificação Raman e compensar as perdas adicionais do anel de recirculação. O WSS *flexgrid* é configurado para impor uma filtragem de 175 GHz, emulando o efeito de filtragem de um ROADM em cada volta no anel. A fibra *LongLine* possui baixo coeficiente de atenuação, de, aproximadamente, 0,18 dB/km, e ampla área efetiva, de cerca de 120 μm^2 , resultando em perdas reduzidas e elevado limiar de não linearidades. A Fibra SSMF possui um coeficiente de atenuação moderado, de 0,2 dB/km, e área efetiva de 80 μm^2 , resultando em um maior coeficiente não-linear e, conseqüentemente, maior eficiência de ganho Raman. Um atenuador óptico

variável (VOA – *variable optical attenuator*) também é usado para controlar a potência óptica dentro do anel de recirculação.

O enlace híbrido *SSMF-LongLine* foi usado para otimizar o sistema em termos de limiar de não-linearidades e eficiência de ganho Raman. A fibra *LongLine* de alta área efetiva e baixo coeficiente não-linear é posicionada logo após o amplificador EDFA de potência e, dessa forma, permite uma maior potência de lançamento sem a degradação por efeitos não-lineares. Já a fibra *SSMF*, de área efetiva e coeficiente não-linear moderados, é posicionada após o lance de fibra *LongLine*, onde a potência de sinal foi atenuada e já é baixa o suficiente para evitar efeitos não-lineares. Além disso, é posicionado um bombeio contra-propagante na fibra *SSMF* para estimular a amplificação Raman com alta eficiência de ganho, devido ao coeficiente não-linear moderado da fibra *SSMF*. O esquema de amplificação híbrida Raman-EDFA reduz a degradação de OSNR com a propagação do sinal, pois a amplificação Raman possui menor figura de ruído que a amplificação EDFA. Como o ganho pela amplificação Raman não é suficiente para compensar todas as perdas do anel de recirculação, a amplificação EDFA é usada para complementar o balanço de potência. A estratégia de amplificação e enlace híbridos foi usada para contornar os problemas de baixa potência de lançamento e alta degradação de OSNR verificados na Seção 4.2.

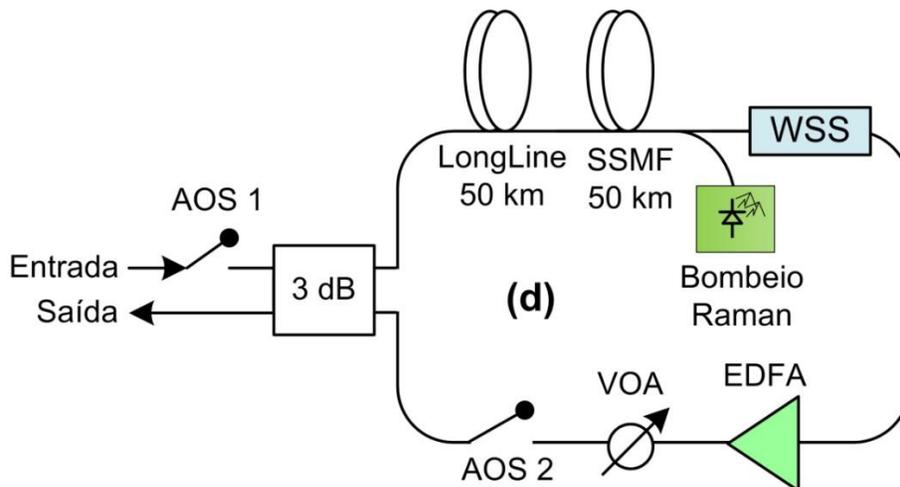


Figura 57: Anel de recirculação empregado na transmissão de um supercanal de 1,12 Tb/s e 6 b/s/Hz.

5.2.1.3 RECEPTOR

Após a transmissão pela fibra, o supercanal é enviado ao arranjo de recepção, ilustrado na Figura 58. Na recepção, um receptor coerente digital recebe o supercanal óptico, com o LO sintonizado em relação à subportadora a ser demodulada. As saídas do receptor coerente são amostradas por um osciloscópio de tempo real, operando a 40 GS/s com largura de banda de 20 GHz. Os sinais digitalizados são processados por um conjunto de algoritmos de DSP, para recuperar a subportadora transmitida. Além dos blocos convencionais, previamente apresentados na Seção 2.3.4, o DSP usado também realiza a compensação de efeitos não-lineares da fibra óptica, por meio do algoritmo de contra-propagação digital (DBP – *digital backpropagation*) [73]. O algoritmo de DBP consiste na resolução inversa da equação não linear de Schrödinger (NLSE – *non-linear Schrödinger equation*) através da fibra óptica para estimar o sinal transmitido, compensando simultaneamente efeitos lineares e não-lineares impostos pela propagação na fibra. O algoritmo de DBP compensa o efeito não-linear da auto-modulação de fase (SPM), reduzindo as penalidades de transmissão impostas pela propagação do sinal na fibra óptica e, conseqüentemente, aumentando o alcance do sistema. Devido à otimização da filtragem óptica e a largura de banda do receptor, não é necessário o emprego de algoritmo de separação de subportadora no DSP, como apresentado na Seção 3.2.2 (Figura 30). Para a validação da recepção do supercanal inteiro, o LO é sintonizado em cada subportadora para realizar a demodulação, uma por vez. Essa abordagem foi empregada devido às limitações de largura de banda do osciloscópio e, também, pela indisponibilidade um maior número de osciloscópios para o experimento.

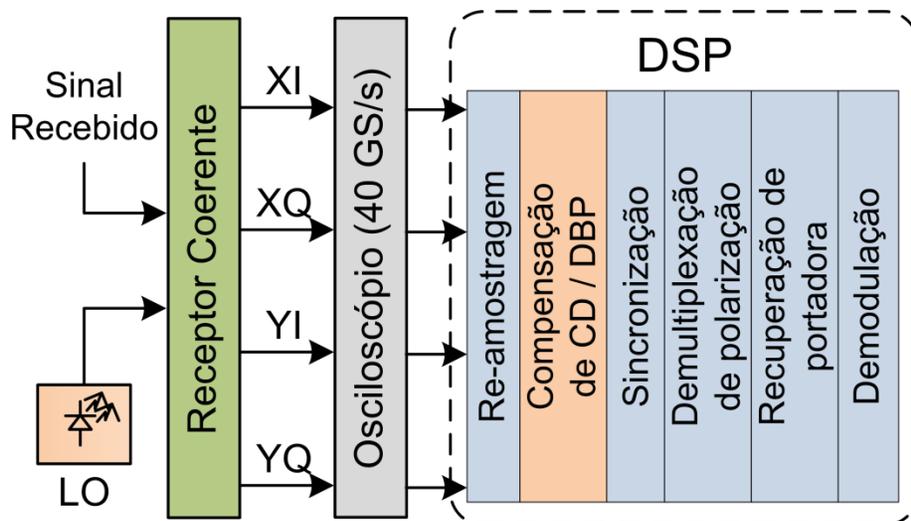


Figura 58: Arranjo de recepção de supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz.

5.2.2 RESULTADOS E ANÁLISES

Inicialmente, foi realizada uma nova investigação da filtragem óptica para definir o tipo de filtro a ser usado na modulação SC nessa etapa dos experimentos, permitindo a multiplexação densa de subportadoras espaçadas a 35 GHz que irão compor o supercanal óptico. Da mesma forma que na Seção 5.1, uma nova otimização da filtragem óptica deve ser realizada, pois um novo cenário foi imposto, resultando em uma nova configuração de filtro ótimo. Nesse cenário, foi realizado um teste com três subportadoras moduladas a 224 Gb/s DP-16QAM, espaçadas de 35 GHz, com OSNR por subportadora de 27 dB, e filtradas por filtros ópticos de Nyquist. Apesar do supercanal desejado possuir cinco subportadoras, a otimização da filtragem para determinar o melhor compromisso entre penalidades de ICI versus ISI pode ser realizada, pois a degradação por ICI em tais sistemas é apenas imposta pelas subportadoras imediatamente vizinhas. A subportadora óptica central foi detectada para diferentes valores de largura de banda dos filtros ópticos de Nyquist. A investigação foi realizada apenas na subportadora central, pois a mesma apresenta a maior degradação por ICI por possuir duas subportadoras vizinhas.

A Figura 59 apresenta os resultados de otimização da filtragem óptica, em termos da penalidade do fator Q em função da largura de banda do filtro aplicado. A penalidade do fator Q é obtida em referência a um sinal 224 Gb/s DP-16QAM sem filtragem, para o mesmo valor de OSNR. Verifica-se que uma largura de banda ótima de 26 GHz representa o melhor compromisso entre penalidades de ICI obtidas por filtragens muito largas, e penalidades de ISI obtidas por filtragens muito estreitas, resultando em penalidades desprezíveis em relação ao sinal sem filtragem óptica. A redução de largura de banda do filtro ótimo obtido na investigação da Figura 59 em relação à da Seção 5.1 deve-se a inserção de subportadoras vizinhas, resultando em um filtro ótimo de menor largura de banda que reduz os efeitos de ICI entre subportadoras. Dessa forma, foi escolhido o filtro óptico de Nyquist com largura de banda de 26 GHz para ser aplicado no estágio de modulação SC do supercanal óptico.

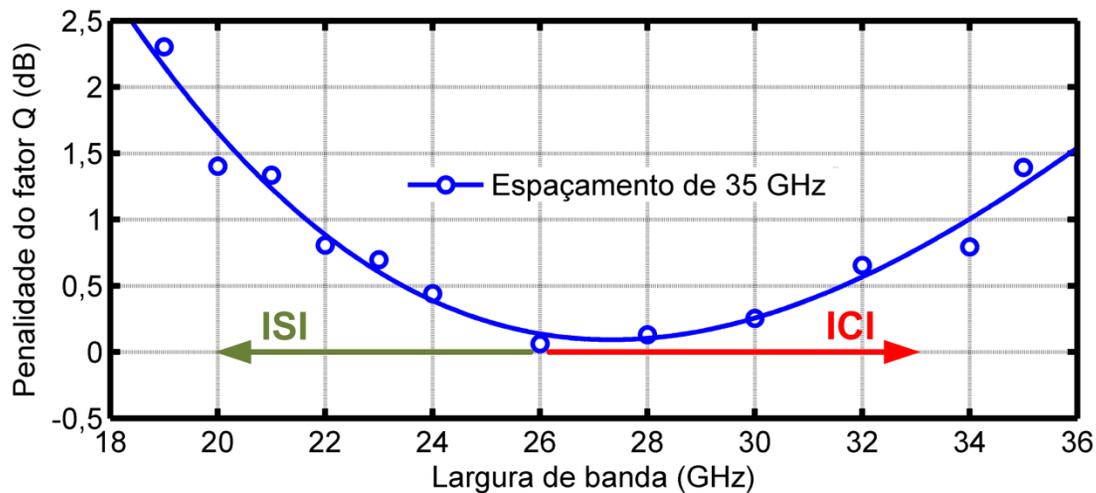


Figura 59: Investigação da filtragem óptica aplicada nas subportadoras do supercanal óptico.

Em seguida, foi realizada uma caracterização em *back-to-back* do sistema com um supercanal de cinco subportadoras. A Figura 60 ilustra o desempenho em termos da BER média das cinco subportadoras do supercanal em função da OSNR normalizada para uma subportadora, para o sinal 224 Gb/s DP-16QAM antes e depois da filtragem óptica Nyquist de 26 GHz, do supercanal a 1,12 Tb/s após a multiplexação das

subportadoras, e do supercanal a 1,12 Tb/s após a cascata de cinco ROADMs com filtragem a 175 GHz. O limite teórico (Seção 2.2.2) de um sinal a 224 Gb/s com modulação DP-16QAM também foi ilustrado na Figura 60. A OSNR requerida no limite do FEC para o sinal de 224 Gb/s com modulação DP-16QAM sem filtragem é de 23,2 dB, indicando uma penalidade de implementação de 4,5 dB em relação ao limite teórico, devido as limitações dos componentes do sistema de transmissão e recepção. Após a filtragem óptica, um ganho de 0,4 dB é obtido no limite do FEC, devido ao casamento entre filtros do transmissor e receptor, requerendo uma OSNR de 22,8 dB. Após a multiplexação densa das subportadoras para compor o supercanal óptico, uma penalidade adicional por ICI de 0,5 dB é obtida, resultando em uma OSNR necessária de 23,3 dB. Para validar a robustez do supercanal a filtragem óptica de ROADMs, o supercanal foi submetido a uma cascata de filtros com 175 GHz de largura de banda (sem lances de fibra entre eles), e uma penalidade por filtragem de apenas 0,2 dB foi obtida.

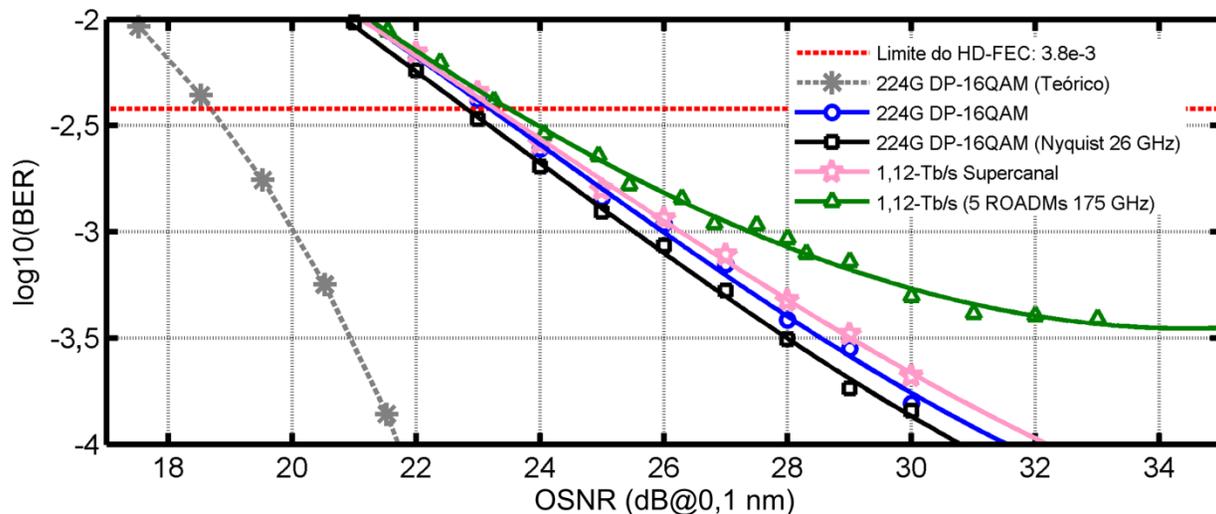


Figura 60: Caracterização de BER em função da OSNR (normalizada para uma subportadora) para o supercanal de 1,12 Tb/s e 6 b/s/Hz.

Após a caracterização em *back-to-back* do supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s, foram conduzidos experimentos de transmissão óptica pelo anel de recirculação.

Inicialmente, foi realizado um experimento para a otimização da potência de lançamento do supercanal desenvolvido na fibra óptica. A potência de lançamento refere-se ao valor de potência de entrada da fibra óptica após cada estágio de amplificação e sua otimização tem relação direta com o compromisso entre a OSNR recebida e a degradação da transmissão por efeitos não-lineares na propagação pela fibra. A Figura 61 ilustra o desempenho do supercanal em termos da BER média das cinco subportadoras em função da potência lançada por subportadora para o processamento de sinais, com e sem a compensação não linear por DBP, após a propagação por 700 km (ou 7 voltas pelo anel de recirculação). Para ambos os tipos de processamento, a potência de lançamento que apresentou os menores valores de BER foi de -1 dBm por subportadora, ou 6 dBm para o supercanal. O emprego do DBP no DSP resultou na redução da BER recebida, indicando um ganho de desempenho pela compensação de não linearidades da fibra.

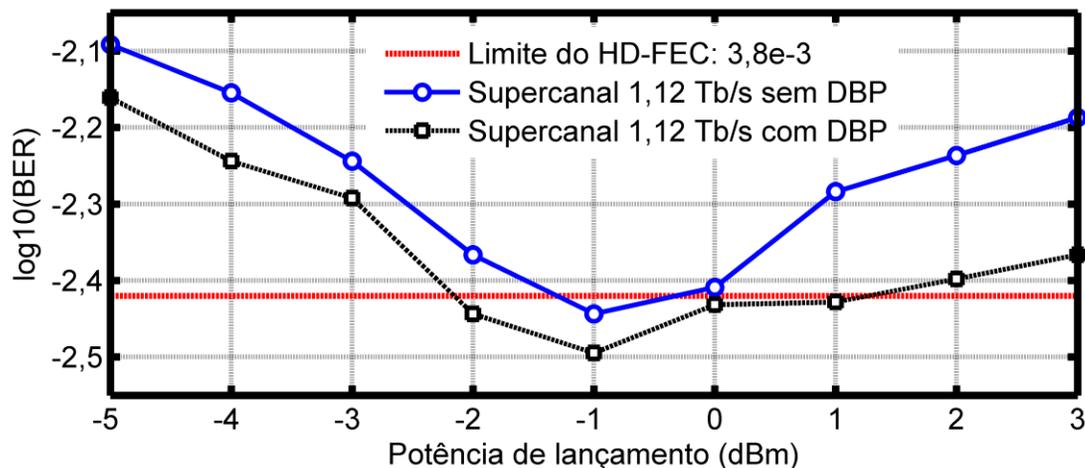


Figura 61: Caracterização da potência de lançamento (normalizada para uma subportadora) para o supercanal de 1,12 Tb/s após 700 km.

Usando o valor otimizado de potência de lançamento (-1 dBm por subportadora), um experimento de transmissão óptica foi realizado para se determinar o alcance máximo do sistema desenvolvido. A Figura 62 apresenta o desempenho de transmissão

do supercanal de 1,12 Tb/s em termos da BER média das cinco subportadoras em função da distância propagada. Um alcance máximo de 700 km, após cascadeamento por 7 ROADMs, foi obtido com o emprego do DSP convencional. O uso da compensação de não linearidades da fibra por meio do DBP aumentou o alcance máximo para 1000 km, após o cascadeamento por 10 ROADMs.

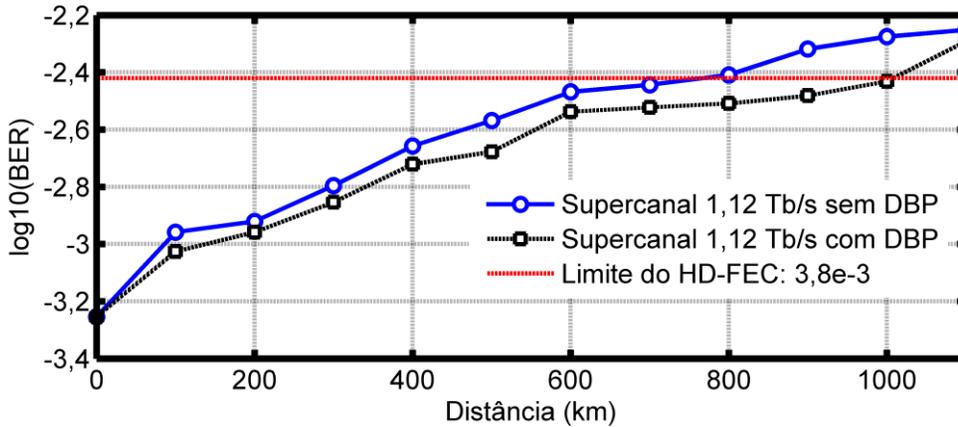


Figura 62: Desempenho de transmissão do supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz.

A Figura 63 apresenta o desempenho da OSNR do supercanal, normalizado para a OSNR de apenas uma subportadora que compõe o supercanal, em função da distância propagada. Verifica-se que as OSNRs por subportadora para as distâncias de 700 e 1000 km foram de 25,3 e 23,9 dB, implicando em penalidades de transmissão de 2 e 0,6 dB para a recepção sem e com DBP, respectivamente. Esses resultados demonstram uma redução de 1,4 dB em penalidades de transmissão com o emprego de compensação de não linearidades da fibra óptica. Apesar de apresentar ganho considerável em distância e redução em penalidades de transmissão, o emprego do DBP requer alta complexidade computacional e sua implementação prática ainda é inviável com a tecnologia atual [74]. Atualmente, técnicas para reduzir a complexidade de algoritmos de compensação e mitigação de efeitos não-lineares estão sendo intensamente investigadas [75],[76].

Em caso de total compensação dos efeitos impostos pelo canal de comunicações, o sistema seria unicamente limitado pela OSNR recebida, previamente caracterizada em

back-to-back, resultando em um alcance máximo de 1100 km, como ilustra a Figura 63. A Figura 63 apresenta o desempenho da OSNR normalizada para uma subportadora em função da distância. Após 1100 km, a OSNR recebida já é inferior a OSNR requerida no limite do HD-FEC previamente caracterizada em B2B de 23,3 dB (Figura 60).

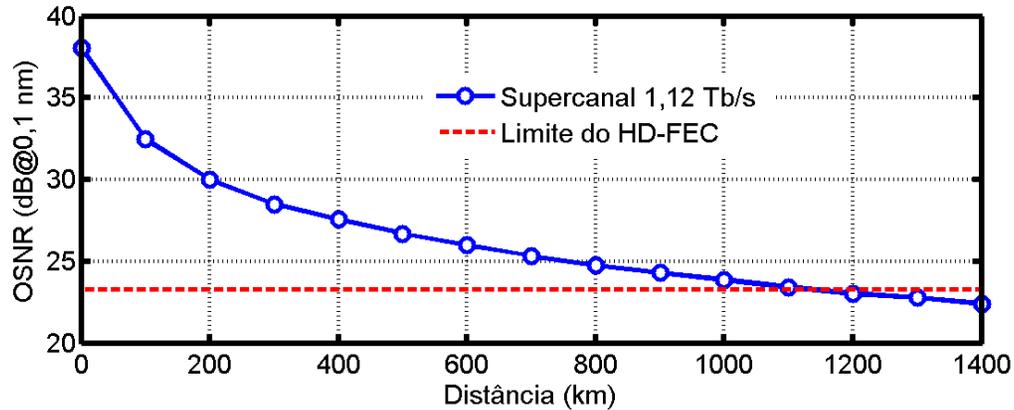


Figura 63: Desempenho de OSNR (normalizada para uma subportadora) do supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz em função da distância propagada.

A Figura 64 apresenta o desempenho do supercanal óptico após 1000 km para todas as subportadoras processadas com o DBP e abaixo do limite do FEC, demonstrando a recepção bem sucedida do supercanal transmitido. A curva em azul da Figura 64 ilustra o espectro do supercanal óptico em função do comprimento de onda.

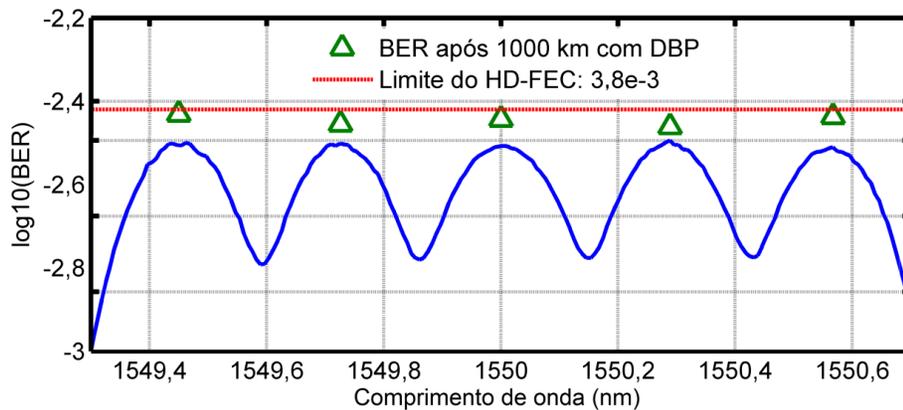


Figura 64: Desempenho das subportadoras do supercanal óptico Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz após 1000 km e uso do algoritmo de DBP do DSP. A linha cheia ilustra o espectro do supercanal utilizado.

5.2.3 CONCLUSÃO

A geração e recepção em laboratório de um supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s e SE de 6 b/s/Hz foi demonstrada. O supercanal utilizado foi composto por cinco subportadoras moduladas a 224 Gb/s DP-16QAM cada e espaçadas de 35 GHz. A investigação da filtragem óptica nas subportadoras do supercanal resultou em uma configuração otimizada para o filtro de Nyquist com largura de banda de 26 GHz. Esse resultado indicou o melhor compromisso entre ICI e ISI, com penalidades desprezíveis em comparação às de um único sinal de 224 Gb/s modulado em DP-16QAM sem filtragem óptica. As caracterizações em *back-to-back* demonstraram a robustez do supercanal à cascata de filtragem óptica passa-faixa com largura de banda de 175 GHz e resultou em uma OSNR por subportadora requerida no limite do FEC de 23,3 dB.

A transmissão de um supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s por 700 km, com 7 passagens por ROADMs *flexgrid* de 175 GHz de largura de banda, e SE de 6 b/s/Hz, foi demonstrada em laboratório. O emprego da compensação de não linearidades no DSP, por meio do algoritmo de DBP, implicou em um aumento do alcance máximo de 700 para 1000 km, após 10 passagens por ROADMs cascadeados. O uso do DBP resultou em redução de 1,4 dB em penalidades de transmissão. Uma potência de lançamento ótima de -1 dBm por subportadora, ou 6 dBm por supercanal, foi obtida para o sistema proposto.

Esquemas de enlace de fibra (*LongLine-SSMF*) e amplificação híbrida (Raman-EDFA) foram usados para otimizar o sistema de transmissão em termos do limiar de não-linearidades e da degradação da OSNR. Além disso, o algoritmo de DBP para a compensação de efeitos não-lineares foi empregado no DSP de recepção, reduzindo penalidades de transmissão e aumentando o alcance do sistema.

Os resultados obtidos demonstram o potencial uso da técnica de filtragem óptica para a realização de supercanais de alta eficiência espectral, sem a necessidade do

emprego de DACs de alta velocidade para a implementação de filtragem digital com baixo *roll-off*. Para aumentar a SE em supercanais Nyquist WDM, deve-se reduzir o espaçamento entre as subportadoras. Apesar do sistema proposto não apresentar penalidades com a multiplexação densa de subportadoras para um espaçamento de 35 GHz, esperam-se penalidades por ICI para espaçamentos menores. Dessa forma, devem-se buscar alternativas para mitigar a degradação por ICI em tais cenários. A próxima seção apresenta soluções para aumentar a SE do supercanal Nyquist WDM proposto por meio da redução do espaçamento entre subportadoras para a menor penalidade possível.

5.3 TRANSMISSÃO WDM DE SUPERCANAIS NYQUIST WDM A 1.12 TB/S COM 6,5 B/S/HZ

A eficiência espectral dos supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica é, principalmente, limitada pelo alto *roll-off* dos filtros ópticos para larguras de banda estreitas. No entanto, a limitação do *roll-off* pode ser minimizada pelo cascadeamento de filtros ópticos, previamente descrito na seção 3.2.2.2. Dessa forma, as subportadoras filtradas possuem menor ocupação espectral e podem ser multiplexadas em frequência de forma mais densa, resultando em supercanais de maior eficiência espectral.

Nesta seção, apresenta-se o desenvolvimento de um sistema de transmissão WDM de supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica operando a 1,12 Tb/s por supercanal. O supercanal desenvolvido é composto por cinco subportadoras a 224 Gb/s cada, espaçadas de 32,5 GHz, com formato de modulação DP-16QAM e taxa de símbolos de 28 GBd. O supercanal implementado possui largura de banda de 162,5 GHz, e eficiência espectral de 6,5 b/s/Hz [80]. O aumento da SE em comparação ao supercanal Nyquist WDM previamente apresentado na seção 5.2 deve-se a esquemas de mitigação de ICI e compensação de ISI, pelo emprego de filtragem óptica cascadeada e algoritmos de DSP,

respectivamente. As seções subsequentes apresentam o arranjo experimental do sistema de transmissão WDM de supercanais Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz, os resultados de caracterização e transmissão, análises, e conclusão.

5.3.1 MONTAGEM EXPERIMENTAL

O arranjo experimental do sistema de transmissão de supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6.5 b/s/Hz pode ser dividido em três etapas: o transmissor, o anel de recirculação óptico, e o receptor. As seções subsequentes detalham as montagens experimentais para cada uma dessas etapas.

5.3.1.1 TRANSMISSOR

O esquemático do transmissor de supercanal Nyquist WDM implementado é ilustrado na Figura 65 (a). Inicialmente, 15 ECLs foram sintonizados com espaçamento em frequência de 32,5 GHz, e divididos em dois diferentes grupos de subportadoras: pares e ímpares. Em seguida, as subportadoras de ambos os grupos são moduladas pelo transmissor óptico 224 Gb/s DP-16QAM, previamente apresentado na seção 5.1, onde ocorre a modulação SC e filtragem óptica das subportadoras. Em seguida, as subportadoras dos diferentes grupos são filtradas e combinadas por meio de outro POF, que realiza a mesma filtragem óptica que os filtros do transmissor SC. O emprego de filtros ópticos cascadeados diminui o *roll-off* do filtro resultante, permitindo um menor espaçamento entre canais sem efeitos de ICI. Basicamente, a cascata de filtros ópticos resulta em um entrelaçador óptico (*interleaver*) 32,5/65 GHz, ilustrado na Figura 65 (b), que possui filtros pares e ímpares espaçados de 65 GHz antes da multiplexação, e de 32,5 GHz após a multiplexação. A saída do transmissor é um sistema WDM com três supercanais Nyquist WDM a 1,12 Tb/s em uma grade flexível de 162,5 GHz. Cada supercanal é composto por cinco subportadoras, moduladas a 224 Gb/s DP-16QAM e espaçadas de 32,5 GHz. A Figura 65 (c) ilustra o espectro óptico do sistema WDM de

supercanais gerados no transmissor, assim como o perfil dos canais ópticos em um ROADM *flexgrid* com largura de banda de 162,5 GHz. O espaçamento de 32,5 GHz entre subportadoras foi escolhido para que o supercanal composto por cinco subportadoras possua largura de banda de 162,5 GHz. A largura de banda de 162,5 GHz é interessante no ponto de vista dos sistemas WDM *flexgrid*, sendo o valor imediatamente inferior a 175 GHz (redução de 12,5 GHz) previamente obtido no experimento da Seção 5.2.

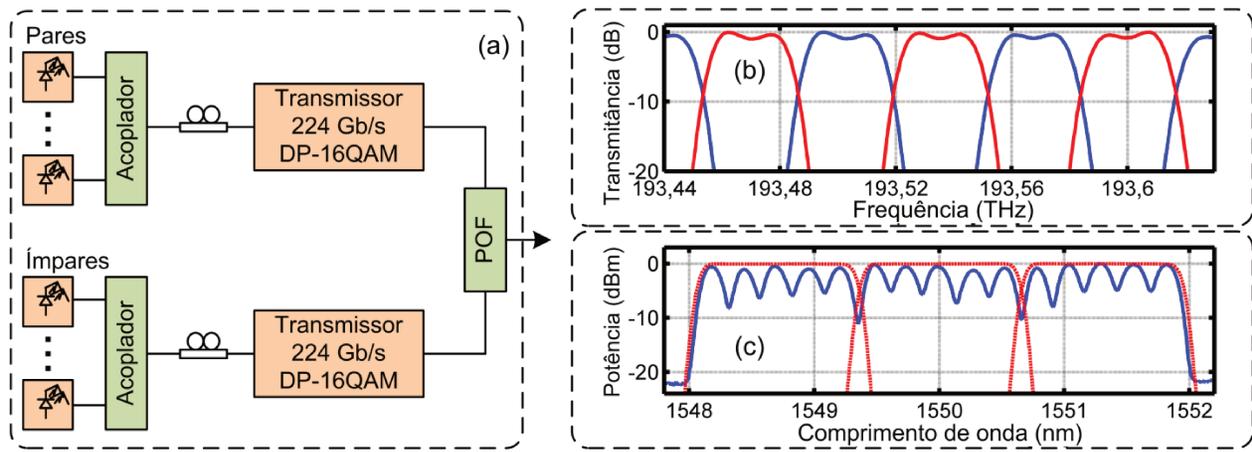


Figura 65: Sistema WDM de três supercanais Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz: (a) arranjo do transmissor, (b) *interleaver* 32,5/65 GHz resultante da cascata de filtros ópticos, e (c) espectro óptico e canais de ROADM *flexgrid* a 162,5 GHz.

A Tabela 4 apresenta as características do supercanal desenvolvido. Desconsiderando a sobrecarga do HD-FEC de 7%, o *payload* do supercanal é de 1,05 Tb/s, resultando em uma SE de 6,5 b/s/Hz para uma largura de banda de 162,5 GHz.

Tabela 4: Características do supercanal 1,12 Tb/s Nyquist WDM com 6,5 b/s/Hz.

Taxa de transmissão	Taxa de símbolos	Número de subportadoras	Espaçamento de subportadoras	Largura de banda	Formato de modulação
1,12 Tb/s	28 GBd	5	32,5 GHz	162,5 GHz	DP-16QAM

5.3.1.2 ANEL DE RECIRCULAÇÃO

Para validar o sistema de transmissão desenvolvido pela propagação na fibra óptica, o anel de recirculação ilustrado na Figura 66 foi montado em laboratório. O anel

de recirculação é composto por quatro enlaces com 50 km de fibra SSMF, cinco EDFAs e um WSS *flexgrid*. A fibra SSMF possui coeficiente de atenuação e área efetiva moderados, de 0,2 dB/km e $80 \mu\text{m}^2$, respectivamente. O WSS *flexgrid* é configurado para impor uma filtragem de 162,5 GHz em cada supercanal, emulando o efeito da filtragem de um ROADM em cada volta no anel. Um VOA é usado para controlar a potência óptica dentro do anel de recirculação. O anel de recirculação usado neste experimento, com amplificação EDFA e fibras de atenuação moderada, foi similar ao investigado na Seção 4.2, diferindo-se no comprimento do anel de recirculação, que aqui é de 200 km. Neste caso, não foram usados esquemas de enlace e amplificação híbridos, como na Seção 5.2. Dessa forma, é esperada uma menor potência de lançamento e maiores penalidades de transmissão. A alteração do esquema do anel de recirculação deve-se ao fato de que os experimentos foram realizados em épocas diferentes e não havia a mesma disponibilidade de materiais.

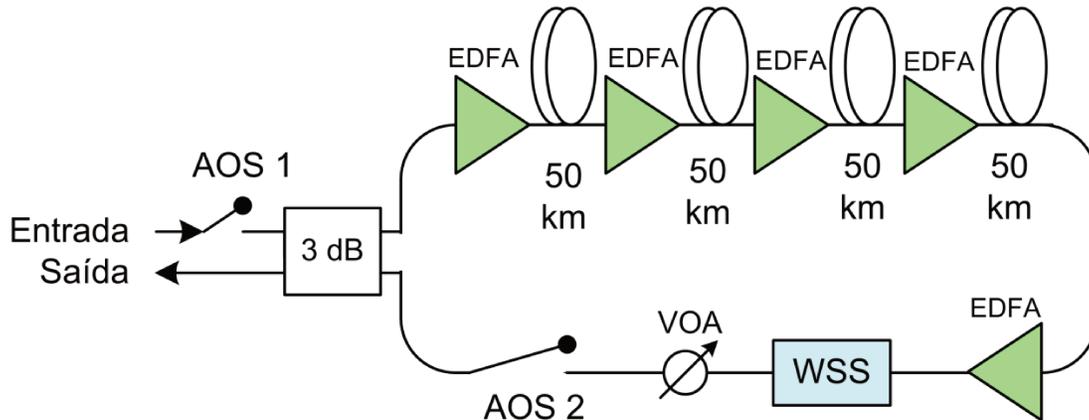


Figura 66: Anel de recirculação empregado na transmissão de supercanais a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz.

5.3.1.3 RECEPTOR

Após a transmissão pela fibra o supercanal é enviado ao arranjo de recepção, ilustrado na Figura 67. Na recepção, um receptor coerente recebe como entradas o supercanal óptico e um LO, sintonizado na subportadora a ser demodulada. As saídas do receptor coerente são amostradas por um osciloscópio de tempo real, operando a 40

GS/s com largura de banda de 20 GHz. Os sinais digitalizados são processados por um conjunto de algoritmos de DSP, ilustrado na Figura 67, para recuperar a subportadora transmitida. O bloco de compensação de efeitos não-lineares da fibra óptica realizado por meio do algoritmo de DBP, que também compensa os efeitos de dispersão cromática, pode ser ativado no processamento do sinal. No conjunto de algoritmos no DSP, blocos adicionais foram incluídos após a recuperação de portadora: filtragem duobinária (DB – *duobinary*), e estimação de sequência de máxima verossimilhança (MLSE – *maximum likelihood sequence estimation*), usados para recuperar o sinal com forte presença de ISI causada pela pré-filtragem óptica [77]. Apenas o supercanal central foi avaliado no experimento e, para a sua validação, o LO foi sintonizado em cada subportadora para realizar a demodulação, uma por vez, como no experimento anterior.

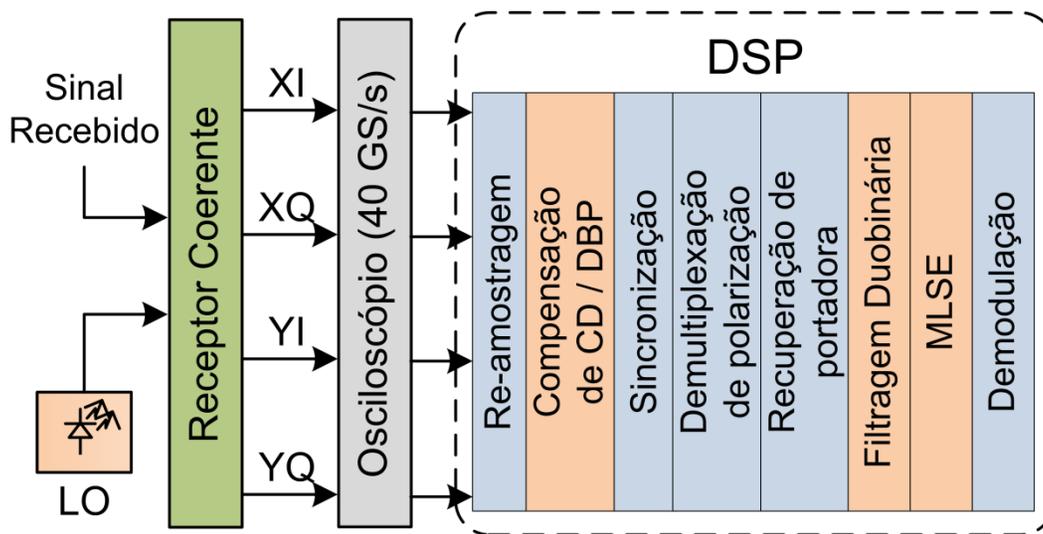


Figura 67: Arranjo de recepção de sistema de supercanais Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz.

Ao se tentarem combater os efeitos de restrição de banda do canal originados pela filtragem óptica estreita, o equalizador linear do DSP (bloco de “Demultiplexação de Polarização”) de recepção aplica um filtro inverso à resposta do canal para compensar a ISI. Assim, ele atenua as frequências baixas do sinal recebido e amplifica o ruído e a ICI contidos nas altas frequências. A filtragem DB, por meio de um simples filtro FIR de

memória unitária, suprime o ruído e a ICI amplificados pela equalização linear no DSP [78]. No entanto, essa filtragem introduz ISI moderada ao sinal.

O algoritmo de MLSE, por sua vez, é empregado para compensar a ISI residual do sinal após o equalizador linear e a filtragem DB, por meio da estimação de sequências na recepção [79]. O efeito da ISI pode ser descrito por funções densidade de probabilidade (PDF – *probability density functions*), onde o algoritmo de MLSE pode usar as PDFs para detectar o sinal como uma sequência condicional (e não como símbolos independentes). No entanto, sequências de treinamento são necessárias para calcular a estatística do canal e estimar as PDFs condicionais para que, em seguida, o critério de máxima verossimilhança (ML – *maximum likelihood*) possa ser usado para estimar as sequências de símbolos recebidas.

5.3.2 RESULTADOS E ANÁLISES

Inicialmente, foi realizada uma investigação da filtragem óptica para definir o tipo de filtro usado na modulação SC, permitindo a multiplexação densa de subportadoras espaçadas a 32,5 GHz para compor o supercanal óptico. Nesse cenário, foi realizado um teste com três subportadoras moduladas a 224 Gb/s DP-16QAM, espaçadas a 32,5 GHz, com OSNR por subportadora de 27 dB, e filtradas por uma cascata de dois filtros ópticos de Nyquist. A cascata de POFs foi usada para reduzir o *roll-off* dos filtros ópticos, minimizando a degradação por ICI em um sistema multiportadora. A subportadora óptica central foi recebida para diferentes valores de largura de banda dos filtros ópticos de Nyquist. A Figura 68 apresenta os resultados em termos de BER em função da largura de banda dos filtros ópticos de Nyquist aplicados aos POFs, para a recepção com DSP convencional e com o DSP incluindo a filtragem digital DB e MLSE. Verificou-se uma largura de banda ótima de 27 GHz para o sistema com DSP convencional, enquanto que para o DSP com filtragens DB e MLSE o valor ótimo foi de 25 GHz. Essa diferença é devida a compensação de ISI pelo emprego das filtragens DB e MLSE, resultando em

uma maior robustez a filtragem óptica estreita usada para minimizar a degradação por ICI. Esse resultado fornece uma configuração de filtragem óptica otimizada, para um supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com subportadoras a 224 Gb/s DP-16QAM espaçadas a 32,5 GHz. Observa-se que a filtragem ótima foi diferente da obtida para os sistemas anteriores (Figura 55 e Figura 59), pois também foi diferente o cenário investigado (WDM com subportadoras espaçadas de 32,5 GHz).

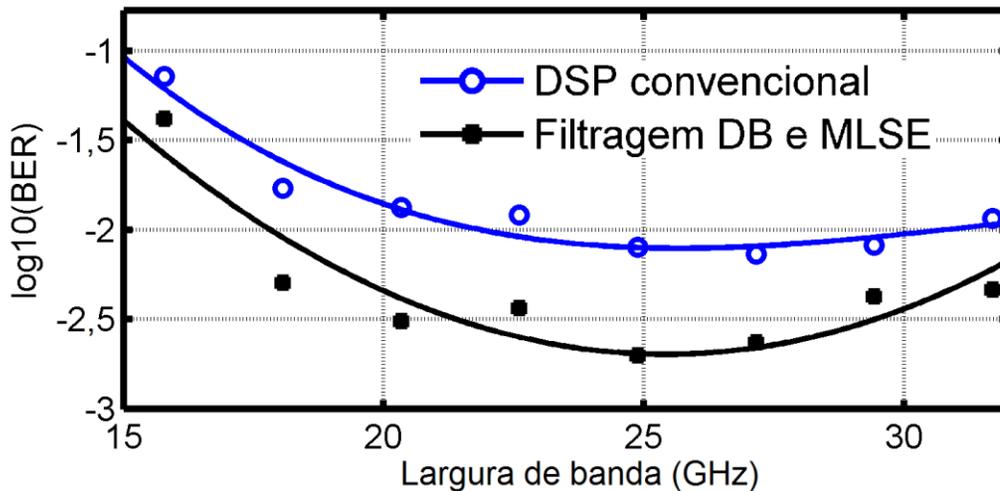


Figura 68: Investigação da filtragem óptica em subportadoras a 224 Gb/s DP-16QAM espaçadas de 32,5 GHz para supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz.

Em seguida, foi realizada uma caracterização em *back-to-back* do sistema de supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s (cinco subportadoras) desenvolvido, usando os resultados obtidos pela otimização da filtragem óptica da Figura 68. A Figura 69 apresenta o desempenho em termos de BER em função da OSNR recebida, normalizada para uma subportadora, para o sinal 224 Gb/s DP-16QAM antes e depois da cascata de filtros ópticos Nyquist de 25 GHz, do supercanal a 1,12 Tb/s após a multiplexação das subportadoras espaçadas de 32,5 GHz e do desempenho teórico (Seção 2.2.2) de uma portadora 224 Gb/s DP-16QAM. A OSNR requerida no limite do FEC para o sinal 224 Gb/s DP-16QAM sem filtragem foi de 22,7 dB, que representa uma penalidade de 4 dB em relação ao desempenho teórico. Após a cascata de filtros ópticos Nyquist a 25 GHz, o

DSP foi capaz de recuperar toda a ISI inserida pela filtragem estreita, e nenhuma penalidade foi observada. Após a multiplexação das cinco subportadoras, a OSNR requerida no limite do FEC para supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s foi de 25,2 dB, implicando em uma penalidade adicional por ICI de 2,5 dB. Apesar do emprego de técnicas de filtragem óptica cascadeada na transmissão e filtragem digital na recepção para aumentar a SE, verificou-se forte degradação por ICI após a redução do espaçamento entre subportadoras de 35 GHz (Figura 60) para 32,5 GHz (Figura 69).

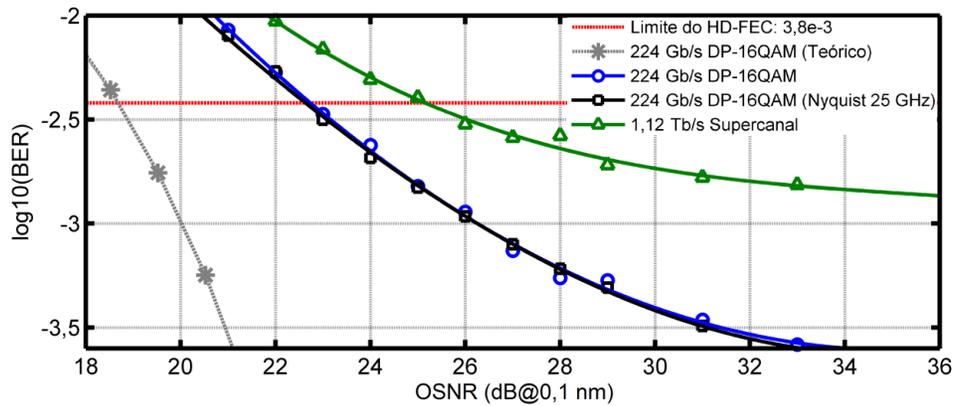


Figura 69: Caracterização de BER em função da OSNR (normalizada para uma subportadora) para o supercanal a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz.

Após a caracterização em *back-to-back* do supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s, foram conduzidos experimentos de transmissão óptica do sistema WDM de três supercanais em grade de 162,5 GHz pelo anel de recirculação. Inicialmente, foi realizado uma investigação da potência de lançamento na fibra óptica. A Figura 70 apresenta o desempenho do supercanal central em termos de BER em função da potência lançada por subportadora após a propagação por 400 km, empregando DSP sem compensação de não linearidades da fibra óptica. A potência de lançamento ótima foi de -4 dBm por subportadora, ou 3 dBm por supercanal. Verificou-se uma redução de 3 dB na potência de lançamento ótima em comparação ao sistema da Seção 5.2 (Figura 61). Essa redução se deve ao fato de que, nesse experimento, foi usada apenas fibra SSMF de maior coeficiente não-linear em comparação à fibra *LongLine* de menor coeficiente não-linear

do experimento da Seção 5.2. Além disso, o espaçamento entre subportadoras foi reduzido (de 35 GHz para 32,5 GHz) e, conseqüentemente, aumentou-se a degradação pelo efeito não-linear de modulação de fase cruzada (XPM).

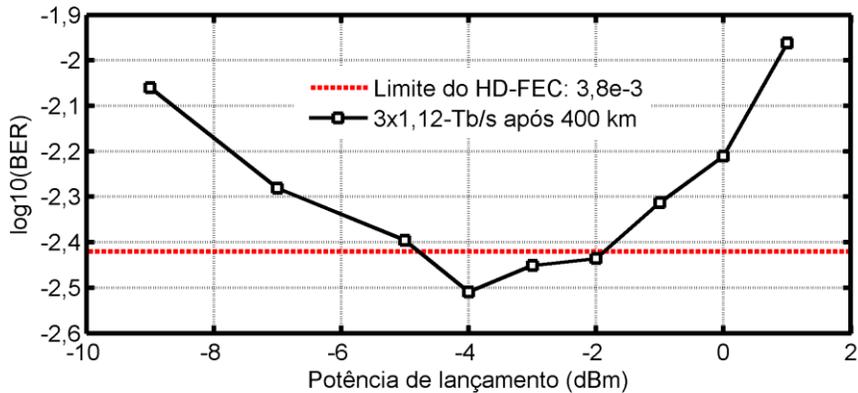


Figura 70: Investigação da potência de lançamento (normalizada para uma subportadora) na transmissão WDM de supercanais a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz após 400 km.

Usando o valor de potência de lançamento ótima (-4 dBm por subportadora), encontrada na investigação ilustrada na Figura 70, um experimento de transmissão foi realizado para se determinar o alcance máximo do sistema WDM de supercanais a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz. A Figura 71 apresenta o desempenho de transmissão do supercanal central, em termos da BER em função da distância propagada, para o DSP sem e com compensação de não linearidades da fibra óptica por meio do DBP. Os resultados da Figura 71 foram obtidos realizando a média da BER das subportadoras do supercanal central. Um alcance máximo de 483 km, com duas passagens por ROADMs *flexgrid* a 162,5 GHz, foi obtido com o DSP sem compensação de não linearidades. Para a recepção empregando o algoritmo de DBP, o alcance máximo foi aumentado para 600 km, com três passagens por ROADMs *flexgrid* a 162,5 GHz. Verificou-se uma redução no alcance máximo do sistema WDM de supercanais a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz em comparação ao do sistema de supercanal a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz previamente apresentado (Seção 5.2).

Esse resultado era esperado, pois o aumento da SE implica em maior requerimento de OSNR e, conseqüentemente, menor alcance do sistema.

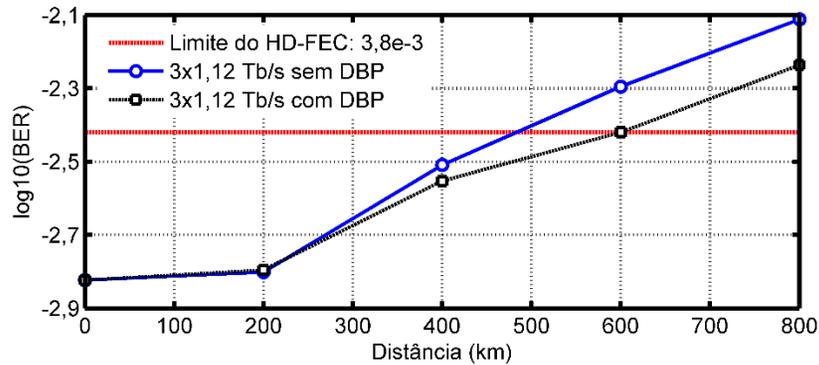


Figura 71: Desempenho de transmissão do supercanal central em sistema WDM de três supercanais a 1,12 Tb/s em grade flexível de 162,5 GHz com e sem DSP usando DBP.

A Figura 72 apresenta o desempenho da OSNR recebida do supercanal central, normalizada para uma subportadora, em função da distância propagada. Verifica-se que a OSNR por subportadora para distâncias de 483 e 600 km foi de 28,2 e 27,5 dB, implicando em penalidades de transmissão de 3 e 2,3 dB para a recepção sem e com DBP, respectivamente. Esses resultados demonstram uma redução de 0,7 dB em penalidades de transmissão com o emprego de compensação de não linearidades (DBP) da fibra óptica nesse sistema. Em caso de total compensação dos efeitos impostos pelo canal de comunicações o sistema seria unicamente limitado pela OSNR recebida, resultando em um alcance máximo de 1200 km, como ilustra a Figura 72. Para realizar a total compensação dos efeitos impostos pelo canal por meio de DSP é necessário a recepção instantânea de todo o sinal propagado, parâmetros exatos do sistema e de algoritmos de alta complexidade. Esses requisitos implicam em largura de banda dos receptores e complexidade computacional do DSP altíssimas, além dos limites alcançados atualmente, impossibilitando sua aplicação. Em comparação ao sistema de supercanal a 1,12 Tb/s com 6 b/s/Hz previamente apresentado (Seção 5.2), houve um aumento nas penalidades de transmissão e redução no ganho do DBP. O aumento em

penalidades de transmissão pode ser explicado pelo fato de que foi utilizada apenas fibra SSMF de maior coeficiente não-linear em comparação ao da fibra *LongLine* usada no experimento anterior que, conseqüentemente, aumentou a degradação do sinal por efeitos não-lineares da fibra óptica. Além disso, a redução do espaçamento entre subportadoras (de 35 GHz para 32,5 GHz) aumentou a contribuição da XPM (efeito não-linear da fibra óptica que não é compensado pelo DBP) e, conseqüentemente, reduziu o seu ganho.

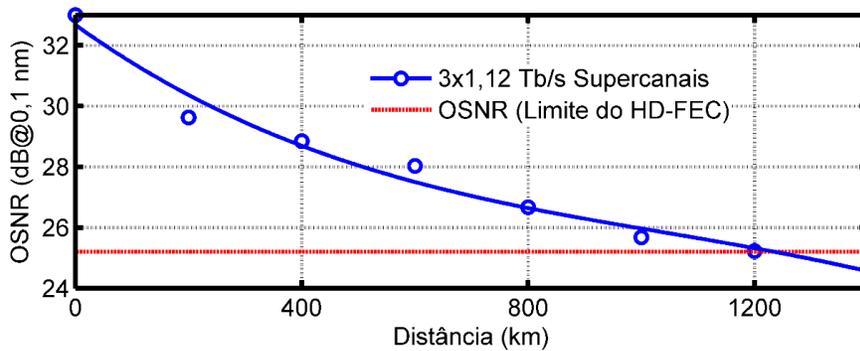


Figura 72: Desempenho de OSNR por subportadora do supercanal 1,12 Tb/s central em transmissão WDM.

A Figura 73 apresenta o desempenho do supercanal central após 600 km para todas as subportadoras processadas com o DBP e abaixo do limite do FEC, demonstrando a recepção bem sucedida do supercanal a 1,12 Tb/s com 6,5 b/s/Hz transmitido em cenário WDM e com três ROADMs *flexgrid* de 162,5 GHz cascadeados.

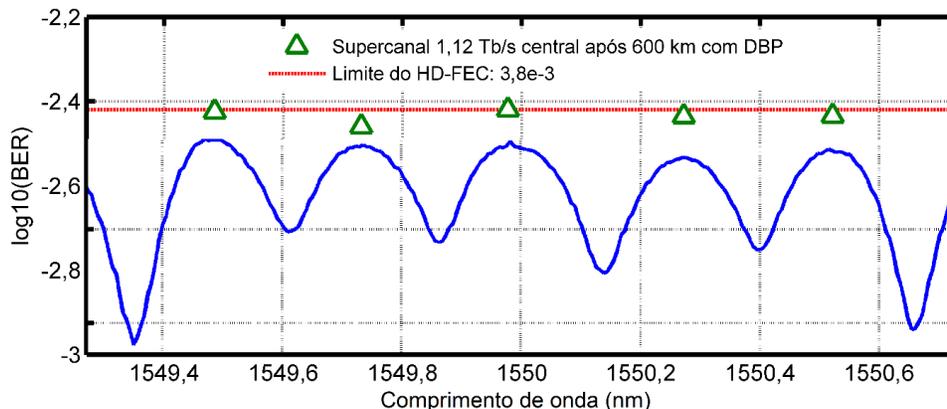


Figura 73: Desempenho das subportadoras do supercanal 1,12 Tb/s central após transmissão WDM por 600 km empregando o algoritmo de DBP na recepção.

5.3.3 CONCLUSÃO

A geração e recepção em laboratório de um supercanal Nyquist WDM a 1,12 Tb/s com SE de 6,5 b/s/Hz foi demonstrada com sucesso. O supercanal desenvolvido é composto por cinco subportadoras moduladas a 224 Gb/s DP-16QAM, e espaçadas de 32,5 GHz. A investigação da filtragem óptica nas subportadoras do supercanal resultou em uma configuração ótima usando uma cascata de dois filtros de Nyquist com largura de banda de 25 GHz. Esse resultado indicou o melhor compromisso entre ICI e ISI para o supercanal desenvolvido. A cascata de filtros foi usada para reduzir o *roll-off* da filtragem óptica, permitindo um menor espaçamento entre subportadoras e mitigando a ICI. Para suportar uma filtragem óptica estreita sem degradação por ISI, blocos adicionais de filtragem DB e MLSE foram empregados ao DSP na recepção, permitindo a filtragem agressiva do sinal com penalidades desprezíveis. As caracterizações de B2B resultaram em uma OSNR por subportadora requerida no limite do FEC de 25,2 dB. Mesmo com o emprego de técnicas de filtragem óptica cascadeada na transmissão e filtragem digital na recepção para aumentar a SE com penalidades reduzidas, foi verificada uma forte degradação por ICI de 2,5 dB em B2B para o supercanal proposto.

A transmissão WDM de três supercanais Nyquist WDM a 1,12 Tb/s por 483 km, com duas passagens por ROADMs *flexgrid* a 162,5 GHz, e SE de 6,5 b/s/Hz, foi demonstrada em laboratório. A caracterização de potência de lançamento resultou em um valor ótimo de -4 dBm por subportadora (ou 3 dBm por supercanal) que foi usado nos experimentos de transmissão. O emprego de compensação de não linearidades no DSP, por meio do algoritmo de DBP, resultou em um aumento do alcance máximo para 600 km, com três passagens por ROADMs. O emprego do DBP reduziu as penalidades de transmissão em 0,7 dB.

Apesar do aumento de SE (de 6 para 6,5 b/s/Hz) em comparação ao sistema apresentado na Seção 5.2, o sistema de supercanal proposto nesta seção apresentou

maior susceptibilidade aos efeitos não-lineares da fibra óptica. Essa característica se deve ao fato de que os efeitos de XPM são mais acentuados para sistemas com menor espaçamento entre canais. Além disso, a alta penalidade por ICI de 2,5 dB obtida na caracterização em B2B também limitou o alcance máximo do sistema. Dessa forma, técnicas de mitigação e compensação de XPM e ICI são desejáveis para reduzir as penalidades impostas aos sistemas de supercanais ópticos de alta eficiência espectral.

6. CONCLUSÕES

Inicialmente, os conceitos de transmissão óptica coerente com modulação digital foram apresentados, bem como o canal de comunicações e os efeitos impostos pelo mesmo. Em seguida, foi realizada uma revisão bibliográfica sobre sistemas de transmissão óptica coerente que empregam supercanais ópticos de alta eficiência espectral, dando enfoque às técnicas CO-OFDM e Nyquist WDM; foram apresentadas as estruturas do transmissor e do receptor, e um levantamento dos requisitos para a implementação prática das duas técnicas. O objetivo do levantamento do estado da técnica foi cumprido com a realização de um comparativo entre as soluções CO-OFDM e Nyquist WDM para a implementação de supercanais de alta capacidade dos sistemas ópticos de próxima geração.

Iniciaram-se as investigações experimentais com a análise de supercanais CO-OFDM. A geração de subportadoras ópticas com travamento de frequência nesses sistemas é realizada por um OCG. Foi implementada, em laboratório, uma estrutura de OCG baseada na técnica RFS. A otimização dessa estrutura resultou na geração de subportadoras ópticas travadas em frequência, estáveis e de alta qualidade para aplicação em supercanais CO-OFDM. Penalidades desprezíveis entre as subportadoras geradas foram obtidas quando usadas para modular um sinal óptico 112 Gb/s DP-QPSK. A qualidade das subportadoras ópticas geradas foi medida pelo *floor* de BER e OSNR requerida no limite do FEC, apresentados na caracterização com sinais modulados.

Um sistema de transmissão óptica WDM de três supercanais CO-OFDM a 400 Gb/s por supercanal em grade flexível de 62,5 GHz, com eficiência espectral de 6 b/s/Hz e formato de modulação DP-16QAM foi realizado em laboratório. Um alcance máximo de 544 km após duas passagens por ROADMs *flexgrid* foi obtido, apresentando uma penalidade de transmissão de 2,1 dB. O alcance máximo do sistema foi limitado pela alta

degradação da OSNR com a propagação pelo enlace, originada da baixa potência de lançamento necessária para reduzir a degradação por efeitos não-lineares da fibra.

Em seguida, deu-se início a análise experimental de supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica. Inicialmente, foi realizada uma investigação da filtragem óptica aplicada a um sinal 224 Gb/s DP-16QAM, que resultou em ganho de 1 dB em OSNR para uma configuração otimizada que usou um filtro óptico de Nyquist com 33 GHz de largura de banda. O filtro óptico de Nyquist também apresentou robustez para filtragens ópticas estreitas, característica desejável para a multiplexação densa de subportadoras em sistemas de supercanais Nyquist WDM.

Um sistema de transmissão de supercanal Nyquist WDM por filtragem óptica a 1,12 Tb/s, com 6 b/s/Hz e formato de modulação DP-16QAM foi implementado em laboratório. Esquemas de enlace e amplificação híbridos foram usados para otimizar o sistema em termos de limiar de não-linearidades e degradação da OSNR. Além disso, o algoritmo de DBP para compensação de efeitos não-lineares da fibra óptica foi usado no DSP de recepção para reduzir as penalidades de transmissão. Um alcance máximo de 1000 km, com dez passagens por um ROADM *flexgrid* a 175 GHz, foi obtido com o emprego do DBP, que reduziu as penalidades de transmissão em até 1,4 dB. O sistema apresentou penalidade de transmissão de apenas 0,6 dB para esse cenário.

Na sequência, um sistema de transmissão óptica WDM de três supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica a 1,12 Tb/s em grade flexível de 162,5 GHz, com SE de 6,5 b/s/Hz e formato de modulação DP-16QAM foi implementado em laboratório. Esquemas de cascata de filtros ópticos estreitos e algoritmos de DSP foram usados para aumentar a SE do sistema em comparação àquela do supercanal de 1,12 Tb/s e 6 b/s/Hz previamente apresentado. A cascata de filtros ópticos reduziu o *roll-off* dos filtros e permitiu uma redução no espaçamento entre subportadoras, enquanto os algoritmos de DSP foram usados para compensar os efeitos de ISI causados pela filtragem óptica

estreita. Apesar da estratégia usada para aumentar a SE com penalidades reduzidas, foi verificada uma degradação por ICI de 2,5 dB para o supercanal proposto. Um alcance máximo de 600 km, com três passagens por ROADMs *flexgrid*, foi obtido com o emprego do DBP, que reduziu as penalidades de transmissão a apenas 0,7 dB. Nesse cenário, o sistema apresentou penalidade de transmissão de 2,3 dB.

A Tabela 5 apresenta o comparativo dos principais resultados experimentais obtidos, além de evidenciar os principais fatores tecnológicos de cada experimento realizado neste trabalho. Verifica-se que o emprego de tecnologias de fibras ópticas especiais, amplificação híbrida e DSP para compensação de efeitos não-lineares é efetivo para aumentar o alcance em sistemas de transmissão óptica de supercanais com alta eficiência espectral. Além disso, observa-se que o emprego de técnicas de multiplexação de subportadoras avançadas (Nyquist WDM por filtragem óptica estreita) em conjunto com DSP de alta complexidade na recepção (compensação de ISI) pode aumentar ainda mais a eficiência espectral dos sistemas de supercanais ópticos.

Tabela 5: Comparativo de resultados experimentais.

Técnica de supercanal	Taxa de transmissão	Eficiência espectral	Alcance	Fibra óptica	Amplificação	DSP
CO-OFDM	400 Gb/s	6 b/s/Hz	544 km	PSCF	EDFA	Convencional
Nyquist WDM	1,12 Tb/s	6 b/s/Hz	1000 km	LongLine/SSMF	Raman/EDFA	Não-linear
Nyquist WDM	1,12 Tb/s	6,5 b/s/Hz	600 km	SSMF	EDFA	Não-linear/ISI

Devido aos elevados valores de eficiência espectral apresentados pelos sistemas de transmissão óptica baseados em supercanais de alta capacidade, seu desempenho sistêmico se torna severamente limitado pela alta OSNR requerida e pelos efeitos não-lineares da fibra óptica. Dessa forma, soluções são necessárias para superar tais desafios, como o emprego de técnicas avançadas de amplificação óptica para reduzir a degradação de OSNR no enlace, uso de fibras especiais para reduzir a degradação por

não-linearidades e a implementação de algoritmos de DSP para compensar e mitigar efeitos não-lineares da fibra óptica.

Apesar de não necessitar do emprego de DACs de alta velocidade ou de filtros ópticos no transmissor e da banda de guarda entre subportadoras, os supercanais CO-OFDM precisam manter estritamente os parâmetros de operação para que a condição de ortogonalidade seja alcançada, como o sincronismo de símbolos e o travamento de frequência das subportadoras ópticas. Outras restrições práticas, como limitações de largura de banda analógica e de taxa de amostragem no receptor, fazem da técnica Nyquist WDM mais viável em termos práticos que a técnica CO-OFDM.

Devido as limitações de *roll-off* dos filtros ópticos, a realização de supercanais Nyquist WDM por filtragem óptica de altíssima SE, com formatos de modulação de altas ordens e espaçamento entre subportadoras próximo ao limite de Nyquist, é severamente limitada pela degradação por ICI. Além disso, a contribuição de efeitos não-lineares intra-canal (XPM), que não são tratados pelos algoritmos de compensação de não-linearidades atuais, é acentuada para espaçamentos densos. Dessa forma, é desejável a investigação de técnicas de mitigação e ou compensação de ICI e XPM em trabalhos futuros que objetivem aumentar a SE em tais sistemas.

6.1 PUBLICAÇÕES

Alguns dos resultados apresentados neste trabalho foram publicados em uma conferência nacional e quatro conferências internacionais. Abaixo, encontram-se listadas as cinco publicações:

- I. L. H. H. Carvalho *et al.*, "Gerador Comb Óptico para Transmissão de Supercanal CO-OFDM de 8,06 Tb/s," em Anais do SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG), João Pessoa, 2012.

- II. L. H. H. Carvalho *et al.*, "Generation and Coherent Detection of a 400-Gb/s CO-OFDM Superchannel with 6.4-b/s/Hz," em Anais do *Frontiers in Optics (FiO)*, Orlando, 2013.
- III. L. H. H. Carvalho *et al.*, "A WDM Transmission in a 62.5-GHz grid over 452 km using 3x400-Gb/s Superchannels at 6.4 b/s/Hz," em Anais do *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Rio de Janeiro, 2013.
- IV. L. H. H. Carvalho *et al.*, "Transmission of a DAC-Free 1.12-Tb/s Superchannel with 6-b/s/Hz over 1000 km with Hybrid Raman-EDFA Amplification and 10 Cascaded 175-GHz Flexible ROADMs," em Anais do *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, London, paper P.4.4, 2013.
- V. L. H. H. Carvalho *et al.*, "WDM Transmission of 3x1.12-Tb/s PDM-16QAM Superchannels with 6.5-b/s/Hz in a 162.5-GHz Flexible-Grid using only Optical Spectral Shaping," em Anais do *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, San Francisco, paper M3C.3, 2014.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Ramaswami, K. Sivarajan e G. Sasaki, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 3ª ed., San Francisco, Morgan Kaufmann, 2009.
- [2] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3ª ed., New York, Wiley, 2002.
- [3] P. J. Winzer e G. Raybon, "100G Ethernet: A Review of Serial Transport Options," em *Anais do IEEE/LEOS Summer Topical Meetings*, Portland, pp. 7-8, 2007.
- [4] *100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document*, Optical Internetworking Forum, OIF-FD-100G-DWDM-01.0, 2009.
- [5] M. Salsi *et al.*, "Transmission of 96×100 Gb/s with 23% Super-FEC Overhead over 11,680 km, using Optical Spectral Engineering," em *Anais do Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, Los Angeles, paper OMR.2, 2011.
- [6] A. Schmitt, "The Fast Approaching 100G Era," Infonetics Research, Campbell, CA, Infonetics Research White Paper, Jul., 2011.
- [7] M. Salsi *et al.*, "155×100Gbit/s coherent PDM-QPSK transmission over 7,200 km," em *Anais do European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Vienna, paper PD2.5, 2009.
- [8] P. J. Winzer, "Beyond 100G Ethernet," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 7, pp. 26-30, Jul., 2010.
- [9] D. van den Borne *et al.*, "Towards 400G and beyond: how to design the next generation of ultra-high capacity transmission systems," em *Anais do Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, Kaohsiung, pp. 429-432, 2011.
- [10] P. J. Winzer, "High-Spectral-Efficiency Optical Modulation Formats," *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 24, pp. 3824-3835, Dez., 2012.
- [11] H. Takahashi *et al.*, "Ultra-Long-Haul Transmission Using Multicore Fiber Repeated by Multicore EDFA," em *Anais do Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, Kyoto, paper TuR1-5, 2013.
- [12] V. A. J. M. Sleiffer *et al.*, "20×960-Gb/s MDM-DP-32QAM transmission over 60km FMF with inline MM-EDFA," em *Anais do European Conference on Optical Communication (ECOC)*, London, paper We.2.D.2, 2013.
- [13] G. Raybon *et al.*, "All-ETDM 107-Gbaud PDM-16QAM (856-Gb/s) Transmitter and Coherent Receiver," em *Anais do European Conference on Optical Communication (ECOC)*, London, paper PD2.D.3, 2013.
- [14] S. Chandrasekhar e X. Liu, "Terabit Superchannels for High Spectral Efficiency Transmission," em *Anais do European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Torino, paper Tu.3.C.5, 2010.

- [15] A. Sano *et al.*, "No-Guard-Interval Coherent Optical OFDM for 100-Gb/s Long-Haul WDM Transmission," *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 16, pp. 3705-3713, Ago., 2009.
- [16] G. Bosco *et al.*, "On the Performance of Nyquist-WDM Terabit Superchannels Based on PM-BPSK, PM-QPSK, PM-8QAM, or PM-16QAM Subcarriers," *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 1, pp. 53-61, Jan., 2011.
- [17] J. R. Barry, E. A. Lee e D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, 3ª ed., New York, Springer, 2003.
- [18] J. Kotik e M. C. Newstein, "Theory of LASER Oscillations in Fabry-Perot Resonators," *Journal of Applied Physics*, vol. 32, no. 2, pp. 178-186, Fev., 1961.
- [19] M. Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, New York, Springer, 2009.
- [20] R.S. Moyer *et al.*, "Design and qualification of hermetically packaged lithium niobate optical modulator," em Anais do *Electronic Components and Technology Conference*, San Jose, pp. 425-429, 1997.
- [21] D. van den Borne, "Robust Optical Transmission Systems: Modulation and Equalization," Tese de Doutorado, DEE, TU/e, Eindhoven, 2008.
- [22] S. P. Singh e N. Singh, "Nonlinear effects in optical fibers: origin, management and applications," em Anais do *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Prague, pp. 249-275, 2007.
- [23] *Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems*, International Telecommunication Union, ITU-T Recommendation G975.1, 2004.
- [24] R.-J. Essiambre *et al.*, "Capacity Limits of Optical Fiber Networks," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 662-701, Fev., 2010.
- [25] W. Freude *et al.*, "Quality metrics for optical signals: Eye diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER," em Anais do *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Coventry, paper Mo.B1.5, 2012.
- [26] V. B. Ribeiro, "Filtros digitais para recepção coerente em 112 Gb/s de sinais ópticos com modulação QPSK e multiplexação por divisão em polarização", Dissertação de Mestrado, FEEC, UNICAMP, Campinas, 2012.
- [27] E. P. Silva, "Transmissão Óptica com Alta Eficiência Espectral via Pré-Filtragem Óptica em Canais Limitados em banda," Dissertação de Mestrado, FEEC, UNICAMP, Campinas, 2013.
- [28] S. J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 804-817, Fev., 2008.
- [29] K. Ishihara *et al.*, "Frequency-domain equalisation without guard interval for optical transmission systems," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 25, pp. 1480-1482, Dez., 2008.
- [30] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 5, pp. 423-429, Mai., 1986.

- [31] S. J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems," *IEEE J. Sel. Topics. Quantum Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 1164-1179, Oct., 2010.
- [32] A. Leven, N. Kaneda, U.-V. Koc e Y.-K. Chen, "Frequency Estimation in Intradynne Reception", *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 366-368, Mar., 2007.
- [33] M. Morelli e U. Mengali, "Feedforward frequency estimation for PSK: A tutorial review", *European Transactions on Telecommunications*, vol. 9, no. 2, pp. 103-116, Set., 1998.
- [34] J. C. M. Diniz, "Estimador de Desvio de Frequência para Receptores Ópticos Coerentes Digitais," Dissertação de Mestrado, FEEC, UNICAMP, Campinas, 2013.
- [35] S. Chandrasekhar e X. Liu, "OFDM Based Superchannel Transmission Technology," *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 24, pp. 3816-3823, Dez., 2012.
- [36] G. Gavioli *et al.*, "Ultra-Narrow-Spacing 10-Channel 1.12-Tb/s D-WDM Long-Haul Transmission over uncompensated SMF and NZDSF," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 22, no. 19, Oct., 2010.
- [37] J. H. Ke, Y. Gao e J. C. Cartledge, "400 Gbit/s single-carrier and 1-Tb/s three-carrier superchannel signals using dual polarization 16-QAM with look-up table correction and optical pulse shaping," *Optics Express*, vol. 22, no. 1, Dez., 2013.
- [38] R. Freund *et al.*, "Single- and Multi-Carrier Techniques to Build up Tb/s per Channel Transmission Systems," em Anais do *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Munich, paper Tu.D1.4, 2010.
- [39] *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*, International Telecommunication Union, ITU-T Recommendation G694.1, 2012.
- [40] D. M. Pataca *et al.*, "Transmissão de um supercanal OFDM de 1,12 Tb/s por 452 km com eficiência espectral de 4 b/s/Hz," em Anais do *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*, Brasília, 2012.
- [41] E. P. Silva *et al.*, "Transmission of 1.15 Tb/s NGI-CO-OFDM DP-QPSK Superchannel over 4520 km of PSCF with EDFA-only Amplification," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 12, no. SI-2, pp. si96-si103, Jul., 2013.
- [42] H. Yamazaki *et al.*, "Dual-carrier Dual-polarization IQ Modulator Driven with High-speed DACs for 400-Gb/s Applications," em Anais do *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Amsterdam, paper We.3.E.1, 2012.
- [43] P. Dong *et al.*, "Monolithic Silicon Photonic Integrated Circuits for Compact 100+Gb/s Coherent Optical Receivers and Transmitters," *IEEE J. Sel. Topics. Quantum Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 1-8, Jul., 2014.
- [44] G. Bosco *et al.*, "Performance Limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in High-Speed PM-QPSK Systems," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 22, no. 15, pp. 1129-1131, Ago., 2010.
- [45] J.-X Cai, "100G Transmission Over Transoceanic Distance With High Spectral Efficiency and Large Capacity," *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 24, pp. 3845-3856, Dez., 2012.

- [46] S. Chattopadhyay e S. K. Sanyal, "The effect of gaussian pulse-shaping filter roll-off factor on the performance of QPSK modulated system," em Anais do *International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS)*, Iasi, pp. 1-4, 2009.
- [47] X. Liu, S. Chandrasekhar, B. Zhu e D. W. Peckham, "Efficient Digital Coherent Detection of A 1.2-Tb/s 24- Carrier No-Guard-Interval CO-OFDM Signal by Simultaneously Detecting Multiple Carriers Per Sampling," em Anais do *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, paper OWO2, 2010.
- [48] S. B. Weinstein, "The history of orthogonal frequency-division multiplexing," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 11, pp. 26-35, Nov., 2009.
- [49] D. M. Pataca *et al.*, "Transmission of a 1.12 Tb/s superchannel over 452 km fiber," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 12, no. 2, pp. 524-532, Dez., 2013.
- [50] L. H. H. Carvalho *et al.*, "Gerador Comb Óptico para Transmissão de Supercanal CO-OFDM de 8,06 Tb/s," em Anais do *SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG)*, João Pessoa, 2012.
- [51] H. Sanjoh, E. Yamada e Y. Yoshikuni, "Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency/time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/s/Hz," em Anais do *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, Anaheim, paper ThD1, 2002.
- [52] S. Chandrasekhar e X. Liu, "Experimental investigation on the performance of closely spaced multi-carrier PDM-QPSK with digital coherent detection," *Optics Express*, vol. 17, no. 24, pp. 21350-21361, Nov., 2009.
- [53] J. Leuthold *et al.*, "Super Channels Based on Nyquist Multiplexing," em Anais do *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, Busan, paper 3B1-2, 2012.
- [54] J. Renaudier *et al.*, "Long-haul transmission of 1-Tb/s superchannels, 175-GHz spaced, over SSMF using Nyquist pulse shaping and flex-grid WDM architecture," em Anais do *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, London, paper Th.2.D.5, 2013.
- [55] L. H. H. Carvalho *et al.*, "Transmission of a DAC-Free 1.12-Tb/s Superchannel with 6-b/s/Hz over 1000 km with Hybrid Raman-EDFA Amplification and 10 Cascaded 175-GHz Flexible ROADMs," em Anais do *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, London, paper P.4.4, 2013.
- [56] T. Sugihara, T. Kobayashi, T. Fujimori e T. Mizuochi, "Electronic Pre-equalization Technologies using High-Speed DAC," em Anais do *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Geneva, paper Tu.6.B, 2011.
- [57] J. Wang, C. Xie e Z. Pan, "Optimization of DSP to Generate Spectrally Efficient 16QAM Nyquist-WDM Signals," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, no. 8, pp. 772-775, Abr., 2013.
- [58] I. Slim *et al.*, "Frequency Domain vs. Time Domain Filter Design of RRC Pulse Shaper for Spectral Confinement in High Speed Optical Communications," em Anais do *ITG Symposium*, Leipzig, 2013.

- [59] C. Pulikkaseril *et al.*, "Spectral modeling of channel band shapes in wavelength selective switches," *Optics Express*, vol. 19, no. 9, pp. 8458-8470, Abr., 2011.
- [60] R. Schmogrow *et al.*, "Pulse-Shaping with Digital, Electrical, and Optical Filters – A Comparison," *J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 15, pp. 2570-2577, Ago., 2013.
- [61] M. A. Popovic *et al.*, "Multistage High-Order Microring-Resonator Filters with a Wide FSR, Low Drop Loss and 30db in-Band Extinction," em Anais do *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, paper CMP2, 2005.
- [62] R. Schmogrow *et al.*, "Real-Time Digital Nyquist-WDM and OFDM Signal Generation: Spectral Efficiency Versus DSP Complexity," em Anais do *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Amsterdam, paper Mo.2.A.4, 2012.
- [63] T. Kawanishi, T. Sakamoto, S. Shinada e M. Izutsu, "Optical frequency comb generator using optical fiber loops with single-sideband modulation," *IEICE Electronics Express*, vol. 1, no. 8, pp. 217-221, Jul., 2004.
- [64] L. H. H. Carvalho *et al.*, "Generation and Coherent Detection of a 400-Gb/s CO-OFDM Superchannel with 6.4-b/s/Hz," em Anais do *Frontiers in Optics (FiO)*, Orlando, 2013.
- [65] L. B. Du e A. J. Lowery, "The validity of "Odd and Even" channels for testing all-optical OFDM and Nyquist WDM long-haul fiber systems," *Optics Express*, vol. 20, no. 26, pp. B445-B451, Dez., 2012.
- [66] L. H. H. Carvalho *et al.*, "A WDM Transmission in a 62.5-GHz grid over 452 km using 3x400-Gb/s Superchannels at 6.4 b/s/Hz," em Anais do *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Rio de Janeiro, 2013.
- [67] *Characteristics of a cut-off shifted single-mode optical fibre and cable*, International Telecommunication Union, ITU-T Recommendation G654, 2012.
- [68] I. Morohashi *et al.*, "16 QAM Synthesis by Angular Superposition of Polarization using Dual-Polarization QPSK Modulator," em Anais do *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Torino, paper P3.14, 2010.
- [69] S. H. Linakis *et al.*, "Improvement of 112/224-Gbps optical coherent transmission systems by pre-filtering optimization," em Anais do *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Rio de Janeiro, 2013.
- [70] E. P. Silva *et al.*, "Experimental Optical Generation of DP-16QAM Modulation Format for High Spectral Efficiency Optical Transmission," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 12, no. 2, pp. 547-554, Dez., 2013.
- [71] S. Haykin, *Communication Systems*, 4^a ed., New York, John Wiley & Sons, 2001.
- [72] G. Charlet *et al.*, "72x100Gb/s transmission over transoceanic distance, using large effective area fiber, hybrid Raman-Erbium amplification and coherent detection," em Anais do *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, San Diego, paper PDPB6, 2009.
- [73] E. Ip e J. M. Kahn, "Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation," *J. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 20, Out., 2008.

- [74] X. Xu *et al.*, "A nonlinearity-tolerant frequency domain root M-shaped pulse for coherent optical communication systems," *Optics Express*, vol. 21, no. 26, pp. 31966-31982, Dez., 2013.
- [75] L. B. Du e A. J. Lowery, "Improved single channel backpropagation for intra-channel fiber nonlinearity compensation in long-haul optical communication systems," *Optics Express*, vol. 18, no. 16, pp. 17075-17088, Jul., 2010.
- [76] T. Hoshida *et al.*, "Advanced and feasible signal processing algorithm for nonlinear mitigation," em Anais do *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, Anaheim, paper OTh3C.3, 2013.
- [77] J. Li, M. Karlsson, P. A. Andrekson e K. Xu, "Transmission of 1.936 Tb/s (11×176 Gb/s) DP-16QAM superchannel signals over 640 km SSMF with EDFA only and 300 GHz WSS channel," *Optics Express*, vol. 20, no. 26, Nov., 2012.
- [78] J. Li *et al.*, "Approaching Nyquist Limit in WDM Systems by Low-Complexity Receiver-Side Duobinary Shaping," *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 11, pp. 1664-1676, Jun., 2012.
- [79] G. Bosco, P. Poggiolini e Monica Visintin, "Performance Analysis of MLSE Receivers Based on the Square-Root Metric," *J. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 14, pp. 2098-2109, Jul., 2008.
- [80] L. H. H. Carvalho *et al.*, "WDM Transmission of 3x1.12-Tb/s PDM-16QAM Superchannels with 6.5-b/s/Hz in a 162.5-GHz Flexible-Grid using only Optical Spectral Shaping," em Anais do *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, San Francisco, paper M3C.3, 2014.