

EDSON PORTO DA SILVA

**TRANSMISSÃO ÓPTICA COM RECEPÇÃO COERENTE E
ALTA EFICIÊNCIA ESPECTRAL APLICANDO SEQUÊNCIAS
DE PULSOS RZ E PRÉ-FILTRAGEM ÓPTICA EM CANAIS
LIMITADOS EM BANDA**

**Campinas
2013**

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**

EDSON PORTO DA SILVA

**TRANSMISSÃO ÓPTICA COM RECEPÇÃO COERENTE E ALTA
EFICIÊNCIA ESPECTRAL APLICANDO SEQUÊNCIAS DE PULSOS RZ E
PRÉ-FILTRAGEM ÓPTICA EM CANAIS LIMITADOS EM BANDA**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção
do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de
concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. MICHEL ZAMBONI RACHED

Co-Orientador: Dr. JULIO CESAR RODRIGUES FERNANDES DE OLIVEIRA

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA
DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO EDSON PORTO DA SILVA,
E ORIENTADA PELA PROF. DR. MICHEL ZAMBONI RACHED

**Campinas
2013**

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Si38t Silva, Edson Porto da, 1988-
Transmissão óptica com recepção coerente e alta eficiência espectral aplicando
sequências de pulsos RZ e pré-filtragem óptica em canais limitados em banda /
Edson Porto da Silva. – Campinas, SP : [s.n.], 2013.

Orientador: Michel Zamboni Rached.
Coorientador: Julio Cesar Rodrigues Fernandes de Oliveira.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sistema de transmissão digital. 2. Comunicações óticas. 3. Ótica coerente. 4.
Modulação digital. 5. Redes de alta velocidade. I. Rached, Michel Zamboni. II.
Oliveira, Julio Cesar 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: High spectral efficient coherent optical transmission with RZ pulse
shaping and optical pre-filtering for bandwidth limited channels

Palavras-chave em inglês:

Digital transmission system

Optics communications

Coherent optical

Digital modulation

High-speed networks

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Julio Cesar Rodrigues Fernandes de Oliveira [Coorientador]

Mônica de Lacerda Rocha

João Marcos Travassos Romano

Data de defesa: 21-10-2013

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Edson Porto da Silva

Data da Defesa: 21 de outubro de 2013

Título da Tese: "Transmissão Óptica com Recepção Coerente e Alta Eficiência Espectral Aplicando Sequências de Pulsos RZ e Pré-filtragem Óptica em Canais Limitados em Banda"

Dr. Julio Cesar Rodrigues Fernandes de Oliveira (Presidente): 

Profa. Dra. Mônica de Lacerda Rocha: 

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano: 

Resumo

Neste trabalho é apresentada uma detalhada análise relativa ao aumento da eficiência espectral da transmissão óptica digital coerente através do emprego de formatos avançados de modulação aliados a sequências de pulso retorna-ao-zero (RZ) e pré-filtragem óptica passa-faixa no transmissor. A motivação para o tema surgiu através da análise dos desafios postados diante do estado da arte na pesquisa e desenvolvimento da tecnologia de comunicações ópticas coerentes para redes ópticas com alta capacidade de tráfego de informação baseadas na tecnologia de multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing*, WDM). A urgente necessidade de aumento da capacidade de transmissão de informação nos sistemas WDM é o problema a ser enfrentado na evolução da tecnologia de transmissão óptica coerente. Diante de um cenário onde se coloca uma série de limitações sistêmicas e tecnológicas, este trabalho busca mostrar formas alternativas de aumento da capacidade e eficiência no uso do espectro disponível na fibra óptica por meio de transmissores digitais ópticos coerentes. Neste trabalho, mostra-se como o emprego de formatos de pulso RZ pode ser combinado com uma filtragem óptica passa-faixa estreita no transmissor para ganhar eficiência espectral na operação do sistema sem prejudicar o desempenho de uma transmissão com recepção limitada em banda. As abordagens estudadas demonstram a viabilidade de sistemas de transmissão WDM operando a 400 Gb/s por canal com mais que o dobro de eficiência de uso do espectro do padrão 100 Gb/s, adequados para o uso em redes de alcance metropolitano.

Palavras-chave: Sistema de Transmissão Digital, Comunicações Ópticas, Óptica Coerente, Modulação Digital, Redes de Alta Velocidade.

Abstract

This work presents a detailed analysis on the spectral efficiency increasing of digital coherent optical transmission systems by the use of advanced modulation formats combined with return-to-zero (RZ) pulse sequences and optical bandpass pre-filtering at the transmitter. The motivation for the theme emerged through analysis of the challenges posted on the state of the art in research and development of coherent communication systems for optical networks with high information traffic capacity based on wavelength division multiplexing (WDM) technology. The challenges to generate and receive signals with tens of GHz of frequency content, as well the urgent need to increase the information transmission capacity in WDM systems, are problems to be attacked on the coherent transmission technology evolution, which was consolidated with the standardization of 100 Gb/s WDM transmitters. Considering a scenario with a number of technological and systemic limitations, this work shows alternative ways to increase capacity and efficiency in the use of the available spectrum the optical fiber employing coherent optical digital transmitters. In this work, it is shown how the use of RZ pulse shaping can be combined with a bandpass optical filtering at the transmitter to gain spectral efficiency on the system's operation without affect the transmission performance with a limited bandwidth receiver. The studied approaches show the feasibility of WDM transmission systems operating at 400 Gb/s per channel with more than twice the spectral efficiency reached by the 100 Gb/s WDM standard, suitable for use in networks with metropolitan reach.

Keywords: Digital Transmission System, Optical Communications, Coherent Optics, Digital Modulation, High Speed Networks.

Sumário

Resumo	vii
Abstract	ix
Sumário	xi
Agradecimentos.....	xvii
Lista de Ilustrações.....	xxi
Lista de Tabelas.....	xxv
Lista de Abreviaturas e Siglas	xxvii
Lista de Símbolos e Unidades	xxix
1 Introdução	1
1.1 Organização dos capítulos	5
1.2 Trabalhos publicados	6
2 Sistemas Ópticos Coerentes	9
2.1 Transmissão óptica coerente digital	9
2.1.1 Princípio da Detecção Óptica Coerente	15
2.1.2 Ruído Aditivo Oriundo da Emissão Espontânea Amplificada em Amplificadores Ópticos à Fibra Dopada com Érbio (EDFAs)	18
2.1.3 Detecção Coerente de Sinais Modulados Em Fase e Quadratura	19
2.2 Transmissão Óptica com Multiplexação de Polarização.....	22
2.3 Conclusão	24
3 Processamento Digital de Sinais	25

3.1	<i>Deskew</i> e ortonormalização	26
3.2	Compensação da Dispersão Cromática	26
3.3	Sincronização.....	27
3.4	Demultiplexação de polarização.....	28
3.5	Recuperação da portadora	29
3.6	Decisão da sequência de bits recuperada.....	30
3.7	Códigos Corretores de Erro	30
3.8	Conclusão	31
4	Limitações de Projeto de Sistemas Ópticos Coerentes	33
4.1	Limitação de Banda do Canal WDM	33
4.2	Limitação de Resposta em Frequência dos Componentes Optoeletrônicos	34
4.3	Limitação dos Conversores Digital-analógico e Analógico-digital	34
4.4	Limitação por Não-linearidades do Canal.....	35
4.5	Limitações do Processamento Digital de Sinais.....	36
4.6	Conclusão	37
5	Incrementando a Capacidade dos Sistemas Coerentes.....	39
5.1	Formatos de Pulso RZ e Pré-filtragem Óptica	41
5.1.1	Redução do <i>Chirp</i> Induzido pelos Moduladores de LiNbO ₃ em Sinais Modulados com N-QAM.....	42
5.1.2	Pré-filtragem Óptica e Casamento de Filtros na Recepção Coerente Limitada em Banda.....	44
5.2	Conclusão	48
6	Resultados Experimentais	49

6.1	Geração Óptica Experimental do Formato de Modulação DP-16QAM	49
6.1.1	Descrição Analítica do Método de Obtenção da Constelação 16QAM...	50
6.1.2	Montagem Experimental	52
6.1.3	Resultados e Análises	54
6.1.4	Conclusão	56
6.2	Comparação de Desempenho entre Diferentes Formatos de Pulso RZ em Transmissões 224 Gb/s DP-16QAM com Pré-filtragem Óptica.....	56
6.2.1	Montagem Experimental	60
6.2.2	Transmissão em <i>Back-to-back</i>	63
6.2.3	Transmissão em Anel de Recirculação	66
6.2.4	Impacto de Efeitos Não-lineares do Canal	67
6.2.5	Conclusão	68
6.3	Transmissão 400 Gb/s com Eficiência Espectral de 5,6 b/s/Hz.....	69
6.3.1	Montagem experimental	71
6.3.2	Resultados e Análises	74
6.3.3	Conclusões.....	78
7	Considerações finais	79
8	Referências Bibliográficas.....	81

Dedico este trabalho aos meus pais,
Armando José e Maria Gorete, pelo amor,
carinho e dedicação, que me apoiaram nas
maiores dificuldades da vida.

Agradecimentos

Pela orientação no decorrer deste trabalho, agradeço ao professores Dr. Michel Zamboni Rached e Dr. João Marcos Travassos Romano, pela UNICAMP, e ao Dr. Júlio Oliveira, pelo CPqD, sem o empenho dos quais não teria sido possível realizar este trabalho. Agradeço a minha família pelo apoio durante toda a minha existência, inclusive quando resolvi iniciar uma nova fase da minha vida em Campinas.

Um agradecimento especial ao professor Edmar Candeia Gurjão, da Universidade Federal de Campina Grande – UFCG, que foi quem me apresentou o campo de pesquisa e me fez despertar o interesse por telecomunicações e processamento digital de sinais, durante o curso de graduação em Engenharia Elétrica.

Agradeço aos colegas com quem trabalhei na divisão de sistemas ópticos do CPqD, Glauco Simões, Ulysses Rondina, Eduardo Rosa, Júlio Diniz, Luis Hecker, Eduardo Magalhães, Anderson Bravalheri, Victor Parahyba, Reginaldo da Silva, Adolfo Herbster, Vitor Bedotti, Juliano Oliveira, Getúlio Eduardo, Alexandre Freitas, João Soriano, Amauri Juriollo, Marcelo Lopes, Francisco Helder.

Pelo suporte e atenção nos momentos difíceis, agradeço aos meus amigos Daphne Barros, Rennaly Sousa, Glauco Simões, Raquel Alonso, Ulysses Rondina, Victor Melo, Brenon Nunes, Luana Martins.

Agradeço à UNICAMP/FEEC, ao CPqD e ao FUNTTEL pelo apoio estrutural e financeiro.

“O cientista criativo tem muito em comum com o artista e o poeta. O pensamento lógico e a capacidade analítica são atributos necessários de um cientista, mas estão longe de ser suficientes para o trabalho criativo. Na ciência, as percepções que levam aos grandes avanços operam no nível do subconsciente. A ciência morreria se todos os cientistas fossem simples operadores de instrumentos e se não houvesse entre eles os sonhadores.”

Leo Szilard

Lista de Ilustrações

Figura 2.1 Ilustração de conceitos fundamentais em transmissão digital. (a) Diagrama de constelação; (b) Sequência de pulsos transmitidos no domínio do tempo; (c) Espectro de potência do sinal modulado em banda base no domínio da frequência.	12
Figura 2.2: Modelo simplificado de um sistema com transmissão óptica coerente.	13
Figura 2.3. Diagrama de blocos sistêmicos de um receptor coerente.....	14
Figura 2.4: Arranjo simples de dispositivos optoeletrônicos para detecção coerente de sinais ópticos.....	15
Figura 2.5: Bloco funcional de uma híbrida 2x4 90°.....	19
Figura 2.6: Híbrida 2x4 90° construída com quatro acopladores 3 dB e um atrasador de fase óptico de 90°.....	21
Figura 2.7: Interface de recepção óptica coerente utilizando híbrida 2x4 90° e detecção balanceada.	21
Figura 2.8 Diagrama esquemático de um modulador que emprega multiplexação em polarização.	23
Figura 3.1: Fluxograma de processamento de sinais num receptor óptico coerente, com destaque para uma pilha padrão de operações realizadas via PDS em receptores ópticos coerentes.....	25
Figura 5.1. Diagramas de olho obtidos a partir da medida de potência do sinal óptico modulado com DP-16QAM empregando sequências de (a) Pulsos NRZ; (b) Pulsos RZ.	43
Figura 5.2: Modelo linear de um canal de comunicações ópticas coerentes.	45
Figura 5.3: Modelo linear de um sistema de comunicação óptica coerente digital que emprega pré-filtragem óptica na transmissão e possui um receptor limitado em banda.	47
Figura 6.1: Diagrama de constelação do formato de modulação QPSK.	50
Figura 6.2: Obtenção da constelação 16QAM a partir da combinação linear de duas constelações QPSK. (a) e (b) são constelações QPSK escalonadas, (c) constelação obtida pela sobreposição de (a) e (b).	51
Figura 6.3: Arranjo experimental para geração de uma portadora óptica modulada com o formato DP-16QAM, carregando uma taxa total de 224 Gb/s. (a) Transmissor DP-16QAM, com ilustração dos diagramas de olho ópticos dos sinais experimentais gerados; (b) Receptor coerente, bloco de	

processamento digital de sinais (PDS), (c) espectro da portadora modulada e (d) constelações recuperadas referentes as duas polarizações do sinal, em uma transmissão <i>back-to-back</i>	53
Figura 6.4: Curvas de desempenho, teórica e experimental, de BER em função do valor da OSNR na entrada do receptor para o transmissor RZ DP-16QAM	55
Figura 6.5: Ilustração da potência instantânea do sinal dentro de um período de símbolo para os três formatos de pulso RZ avaliados experimentalmente.	57
Figura 6.6: Densidades espectrais de potência associadas a sinais QAM-modulados em banda base utilizando os formatos de pulso RZ, com diferentes ciclos de trabalho, e NRZ, obtidas via simulação numérica.	58
Figura 6.8. Representação dos perfis de atenuação aplicados no WaveShaper®. (a) Perfil de atenuação configurado para a porta 1; (b) Perfil de atenuação configurado para a porta 2; (c) Saída do dispositivo, resultante do acoplamento entre os sinais provenientes das portas 1 e 2.....	62
Figura 6.9. Avaliação de desempenho em termos de BER média em função de OSNR na resolução de 0,1 nm na entrada do receptor em uma transmissão <i>back-to-back</i> de um canal 224 Gb/s DP-16QAM sujeito a uma filtragem de perfil gaussiano e com largura de banda 3 dB de 25 GHz. ..	64
Figura 6.10: Curvas ilustrando os valores de BER média em função da distância total percorrida pelo sinal no do anel de recirculação, num regime de transmissão quase linear.....	66
Figura 6.11: Comportamento médio da BER em função da potência total medida na entrada de cada trecho de fibra do anel de recirculação, para cada um dos três formatos de pulso RZ avaliados. A potência por canal equivalente para cada caso é obtida pela potência total subtraída de 13 dB.	67
Figura 6.12: Redução do espaçamento entre portadoras após pré-filtragem óptica dos espectros modulados. (a) Portadoras moduladas com o formato de pulso RZ 50% e espaçadas de 50 GHz. (b) Portadoras moduladas após pré-filtragem óptica. (c) Espectro após redução do espaçamento para 35 GHz. (d) Transmissores 400 Gb/s em dupla portadora num sistema WDM com espaçamento entre canais de 75 GHz.	70
Figura 6.13: Ilustração das vantagens obtidas com o uso de formatos de pulso RZ com pré-filtragem óptica com relação ao uso de pulsos NRZ em uma configuração onde o espaçamento das duas portadoras é reduzido de 50 GHz para 35 GHz. (a) Constelação 16QAM recuperada com o emprego do formato de pulso NRZ. (b) Densidade espectral de potência obtida com o emprego de pulsos NRZ. (c) Densidade espectral de potência obtida com o emprego de pulsos RZ e pré-filtragem	

óptica gaussiana de 25 GHz. (d) Constelação 16QAM recuperada na configuração descrita em (c).	71
Figura 6.15: Desempenho teórico e experimental da transmissão em <i>back-to-back</i> para as configurações de transmissor avaliadas.....	74
Figura 6.16: Desempenho experimental de BER em função do alcance da transmissão no anel de recirculação utilizado em laboratório.	75

Lista de Tabelas

Tabela 1: Configurações para geração de sequências periódicas de pulsos RZ com ciclos de trabalho 67%, 50% e 33% via modulação de amplitude por MZM.	61
Tabela 2: Espectros de cada formato de pulso adquiridos experimentalmente antes e após a filtragem óptica de perfil gaussiano e 25 GHz de banda.	65
Tabela 3: Comparativo entre sistemas empregando DP-QPSK e DP-16QAM em 28 Gbaud. A taxa útil de transmissão considerada representa a taxa total descontada dos 7% de redundância adicionado pelos códigos corretores de erro.	69
Tabela 4: Sumário da configuração experimental do transmissor.	73
Tabela 5: Sumário da configuração experimental do receptor.	73

Lista de Abreviaturas e Siglas

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>	Conversor Analógico para Digital
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>	Emissão Espontânea Amplificada
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>	Algoritmo do Módulo Constante
DCF	<i>Dispersion Compensating Fiber</i>	Fibra Compensadora de Dispersão
DEP	-	Densidade Espectral de Potência
DFB	<i>Distributed Feedback Laser</i>	Laser de Realimentação Distribuída
DP-NQAM	<i>Dual Polarization N-Quadrature Amplitude Modulation</i>	Modulação por Chaveamento em Amplitude e Quadratura em Dupla Polarização
DP-QPSK	<i>Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying</i>	Modulação por Chaveamento em Fase e Quadratura em Dupla Polarização
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>	Multiplexação Densa por Divisão de Comprimento de Onda
ECL	<i>External Cavity Laser</i>	Laser de Cavidade Externa
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>	Amplificador de Fibra Dopada a Érbio
ENOB	<i>Effective Number of Bits</i>	Número Efetivo de Bits
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>	Resposta ao Impulso Finita
IQ	<i>In Phase – Quadrature</i>	Em Fase-Quadratura
IQM	<i>In Phase – Quadrature Modulator</i>	Modulador Em Fase-Quadratura
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>	Interferência Entre Símbolos
LO	<i>Local Oscillator</i>	Oscilador Local
MA	-	Modulador de Amplitude
MAP	<i>Maximum Probability a Posteriori</i>	Máxima Probabilidade A Posteriori
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Estimation</i>	Estimação de Sequência por Máxima Verossimilhança
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>	Modulador De Mach-Zehnder
NRZ	<i>Non-Return to Zero</i>	Não-Retorno Ao Zero
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais
OIF	<i>Optical Internetworking Forum</i>	-
OOK	<i>On-Off Keying</i>	Chaveamento Liga-Desliga
OSNR	<i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i>	Razão Sinal-Ruído Óptica

PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>	Modulação por Amplitude de Pulsos
PBC	<i>Polarization Beam Combiner</i>	Combinador de Feixes de Polarização
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i>	Separador de Feixes de Polarização
PDS	-	Processamento Digital de Sinais
PM	<i>Phase Modulator</i>	Modulador de Fase
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>	Dispersão dos Modos de Polarização
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>	Modulação por Chaveamento de Fase
ROADM	<i>Reconfigurable Optical Add and Drop Multiplexer</i>	Multiplexador Óptico Deriva-Insera Reconfigurável
RF	<i>Radio Frequency</i>	Radiofrequência
RZ	<i>Return-to-zero</i>	Retorna-Ao-Zero
SE	<i>Spectral Efficiency</i>	Eficiência Espectral
SMF	<i>Single Mode Fibers</i>	Fibras Monomodo
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>	Razão Sinal-Ruído Óptica
SNR _b	<i>Signal-to-noise ratio per bit</i>	Razão Sinal-Ruído Óptica por bit
SPM	<i>Self Phase Modulation</i>	Auto-modulação de fase
TIA	<i>Transimpedance Amplifier</i>	Amplificador de Transimpedância
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda
WS	WaveShaper®	Filtro Óptico Configurável
WSS	<i>Wavelength Selective Switch</i>	Chave Seletora de Comprimento de Onda

Lista de Símbolos e Unidades

$E_s(t)$	Amplitude de campo elétrico da portadora modulada
P_c	Potência média da portadora não-modulada
ω_c	Frequência da portadora em radianos por segundo
$a(t)$	Amplitude do sinal modulante
$\varphi(t)$	Fase da portadora modulada
$\Re\{.\}$	Parte real do argumento
$m(t)$	Equivalente passa-baixas do sinal modulante
$E_c(t)$	Representação complexa da portadora
a_k	Amplitude do k-ésimo símbolo transmitido
φ_k	Fase do k-ésimo símbolo transmitido
$p(t)$	Formato do pulso empregado na modulação
t	Tempo
T_s	Período de símbolo em segundos
f	Frequência em hertz
τ	Intervalo entre instantes de tempo
Φ_{SS}	Densidade espectral de potência do sinal modulado
ϕ_{mm}	Função de autocorrelação do equivalente passa-baixas do sinal modulante.
$E[.]$	Valor esperado do argumento
$\mathcal{F}\{.\}$	Transformada de Fourier do argumento
$P(f)$	Transformada de Fourier de $p(t)$
Φ_{AA}	Densidade espectral de potência da sequência de símbolos transmitidos
f_c	Frequência de oscilação da portadora em hertz
M	Cardinalidade do conjunto de símbolos do formato de modulação
R_s	Taxa de transmissão/sinalização em símbolos por segundo
R_b	Taxa de transmissão em bits por segundo
$E_s(t)$	Campo elétrico da portadora modulada
$E_{lo}(t)$	Campo elétrico do oscilador local

φ_{n_c}	Fase adicionada pelo ruído de fase da portadora, em radianos
$\varphi_{n_{lo}}$	Fase adicionada pelo ruído de fase do oscilador local, em radianos
φ_c	Fase inicial da portadora em radianos
φ_{lo}	Fase inicial do oscilador local em radianos
ω_{lo}	Frequência do laser oscilador local em radianos por segundo
P_{lo}	Potência média do oscilador local
dB	Decibel
dB/km	Decibel por quilômetro
μm	Micrômetro
Gb/s	Gigabits por segundo
Gbaud	Giga símbolos por segundo
km	Quilômetro
nm	Nanômetro
ps	Picosegundo
ps/km	Picosegundo por quilômetro
Tb/s	Terabits por segundo
b/s/Hz	Bits por segundo por hertz
rad/s	Radianos por segundo
R	Responsividade em ampère por watt
i_{sh}	Corrente de ruído balístico
$\langle \Delta\varphi_n^2(\tau) \rangle$	Variância do ruído de fase dentro de um intervalo de tempo τ .
$\Delta\nu_{eff}$	Largura de linha espectral do batimento entre portadora e oscilador local.
$\Delta\nu_c$	Largura de linha espectral do laser da portadora
$\Delta\nu_{lo}$	Largura de linha espectral do laser oscilador local
$P_{s,m}$	Potência média do sinal na entrada do receptor
P_{N_0}	Potência média de ruído na entrada do receptor
V_{pp}	Volts de pico-a-pico
mV _{pp}	Milivolts de pico-a-pico
V	Volts

V_{π}	Tensão característica do modulador de Mach-Zehnder
GA/s	Giga amostras por segundo
α	Parâmetro que quantifica o <i>chirp</i> de um modulador externo
$h(t)$	Resposta ao impulso admitida na modelagem do canal óptico
$x(t)$	Sinal gerado na saída do transmissor
$n(t)$	Ruído aditivo gaussiano óptico
$n_e(t)$	Ruído aditivo gaussiano elétrico
$y(t)$	Sinal detectado na entrada do receptor
$h_e(t)$	Resposta ao impulso da interface optoeletrônica na entrada do receptor
$y_{PDS}(k)$	Amostras de sinal digitalizadas
β	Escalar real

1 Introdução

Da maneira como é definida atualmente, a tecnologia de comunicações ópticas possui uma história relativamente recente. Em linhas gerais, considera-se que seu desenvolvimento teve início na década de 60 do século XX, quando o funcionamento do laser foi demonstrado experimentalmente. Era o nascimento da era do emprego dos lasers como osciladores em sistemas de comunicações ópticas.

Durante os primeiros anos após o surgimento do laser, os maiores avanços em comunicações ópticas foram obtidos em decorrência da maturidade tecnológica dos materiais e dos processos de construção e fabricação dos dispositivos, bem como das fibras ópticas [1]. No começo da década de 90, sistemas operando a 2,5 Gb/s com enlaces que alcançavam entre 60 e 70 km chegavam ao mercado. Até essa época, a solução para transmissão entre grandes distâncias era instalar repetidores de sinal ao longo dos enlaces. Estes repetidores realizavam a recepção do sinal óptico atenuado, convertendo-o ao domínio elétrico, e o reconvertiam ao domínio óptico com o nível de potência restabelecido. Além de serem caros, esses elementos não eram “transparentes” aos métodos e taxas de transmissão, de forma que tinham que ser substituídos quando se alterava qualquer um desses fatores no sistema.

Uma das mudanças no paradigma dos sistemas de comunicação óptica digital começou quando foram construídos os primeiros amplificadores ópticos de fibra dopada a Érbio (*Erbium Doped Fiber Amplifier*, EDFA) [2] no final da década de 80. Os EDFAs conseguem amplificar sinais ópticos dentro de uma faixa de comprimentos de onda na região de comprimento de onda de 1550 nm, região na qual a atenuação devido à propagação na fibra é menor. Além de permitirem de forma vantajosa a substituição dos repetidores, tornando o mecanismo de regeneração de potência totalmente óptico, os EDFAs alavancaram o desenvolvimento da tecnologia de multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing*, WDM). Esta, por sua vez, permitiu o aumento da capacidade de transmissão dos enlaces mantendo a taxa básica de transmissão por canal, porém incrementando o número de canais por fibra.

O surgimento do WDM impulsionou o desenvolvimento da tecnologia transmissão óptica em altas taxas, chegando ao ponto em que a capacidade de operação demonstrada desses sistemas

CAPÍTULO 1. Introdução

aproximadamente dobrava a cada seis meses. Por volta de 2001, esta tecnologia já demonstrava a operação dos sistemas WDM em taxas da ordem de Tb/s por fibra [1].

Um único EDFA permite um ganho de potência em dezenas de canais WDM propagando simultaneamente pela mesma fibra óptica, independentemente da taxa de transmissão e do formato de modulação empregados. Os EDFAs tornaram a rede muito mais flexível, possibilitando o aumento de sua capacidade sem que fosse necessária a onerosa e lenta disposição de novas fibras ou substituição dos repetidores de sinal. Desse modo, diminuiu-se o custo de atualização da tecnologia. Paralelamente, métodos para mitigar efeitos limitantes do desempenho da transmissão foram estudados, gerando soluções que passaram a ser agregadas à operação dos sistemas.

O uso de WDM em redes de transporte de longa distância tornou-se um grande sucesso, resolvendo rapidamente o problema de capacidade a um custo bem menor comparado com as demais alternativas. Atualmente, os sistemas de transmissão óptica WDM de alta velocidade constituem o núcleo das redes de telecomunicações.

No entanto, nas últimas décadas, o rápido desenvolvimento dos meios de comunicação em geral promoveu um processo de crescimento praticamente exponencial da demanda dos serviços de telecomunicações. Esse crescimento tem sido impulsionado principalmente pela expansão do acesso à Internet junto com a evolução de diversas aplicações multimídia que estão disponíveis cada vez mais a um número maior de usuários. Serviços de conexão de dados em dispositivos móveis, vídeo sob demanda e computação em nuvem estão entre os principais fatores de fomento da demanda [3].

Em contrapartida, tendo em vista a necessidade de atendimento dessa demanda, as redes ópticas de núcleo, ou *backbone*, precisam continuamente dispor de tecnologias que as permitam aumentar a capacidade de trafegar informação de forma eficiente e economicamente viável. Desta feita, são buscadas tecnologias que multipliquem as taxas de transmissão por fibra reduzindo o custo por bit transmitido.

Tradicionalmente, em sistemas WDM operando a até 10 Gb/s, utilizavam-se apenas técnicas de modulação em amplitude. Contudo, este tipo de modulação apresenta características relacionadas à sensibilidade dos receptores e uso do espectro que, já para taxas de transmissão da ordem de 40 Gb/s por canal, o tornam ineficiente e inadequado diante das atuais requisições de alcance e eficiência espectral dos transmissores para redes ópticas. Dessa forma, a comunidade de

pesquisa vem realizando um considerável esforço no estudo de técnicas de transmissão que sejam capazes de contornar algumas dessas limitações. Por essa razão, voltaram a ser novamente focadas no cenário da pesquisa em comunicações ópticas as técnicas de transmissão digital com recepção coerente.

Nesse contexto, surgiu também o interesse pela utilização de formatos “avançados” de modulação (formatos não-restritos apenas à modulação em amplitude) [4-7], técnicas avançadas de equalização via processamento digital de sinais e códigos corretores de erro [8] buscando sempre ampliar o produto da taxa de transmissão pela distância de alcance da mesma nesses sistemas. Desse esforço de diversas áreas de pesquisa e desenvolvimento surgiram os meios que possibilitaram a padronização da tecnologia dos transmissores a taxas de 100 Gb/s por canal.

Em 2010, o *Optical Internetworking Forum* (OIF) concluiu a padronização da estrutura de transmissão, recepção, dos componentes e da mecânica dos módulos 100 Gb/s, estimulando o desenvolvimento e comercialização destes pelo conjunto de empresas e indústria que atendem a esse mercado. Esse processo foi um marco e uma mudança de paradigma das tecnologias de transmissão óptica, que veio a consolidar a aplicação de comunicação coerente em redes ópticas. Todavia, desafios maiores se postam à frente da pesquisa e desenvolvimento para as tecnologias que sucederão o padrão WDM 100 Gb/s.

Tendências históricas e de mercado [3] indicam que o próximo padrão de transmissão óptica contemplará sistemas coerentes a taxas de 400 Gb/s por canal, com considerável reuso dos dispositivos e subsistemas desenvolvidos para transmissões 100 Gb/s. No entanto, várias questões abertas ainda existem no que toca à escolha da estrutura de transmissão e recepção para os sistemas 400 Gb/s, alimentando a pesquisa e desenvolvimento no estado da arte dessa tecnologia.

O formato de modulação que foi adotado pelo OIF para o 100 Gb/s coerente foi o *Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying* (DP-QPSK), cuja eficiência espectral (*spectral efficiency*, SE) de 2 b/s/Hz é o quádruplo daquela associada ao tradicional formato não-coerente *On-Off Keying* (OOK) [6].

A imprescindibilidade de transmissores com maior SE para o aumento da capacidade das redes intensificou as pesquisas sobre a aplicação de formatos de modulação com SE maior do que o DP-QPSK, em especial os formatos *Dual Polarization N-Quadrature Amplitude Modulation* (DP-NQAM) [9], visando às futuras gerações de sistemas de transmissão óptica.

CAPÍTULO 1. Introdução

Sistemas empregando *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) [10] também surgiram em várias linhas de pesquisa como alternativas abordadas para incremento da SE via melhor uso do espectro. Com o mesmo intuito, transmissores fazendo uso de filtros digitais de Nyquist e conversores digital-analógicos (*digital-to-analog converters*, DACs) com altas frequências de amostragem para formatação das sequências de pulsos utilizados na modulação também mostraram importantes resultados [11-13].

Entretanto, para aplicação prática, a maioria dessas abordagens é fortemente dependente da evolução das técnicas de integração dos dispositivos fotônicos e optoeletrônicos, em especial aquelas que utilizam transmissão de conjuntos de portadoras moduladas por canal. Adicionalmente, certos limites são impostos a algumas dessas arquiteturas de transmissão, cerceando parâmetros como taxa de transmissão de símbolos, banda disponível para transmissão e recepção dos sinais, entre outros.

Desta feita, mesmo com um grande número de trabalhos publicados demonstrando em laboratório transmissões de 200 Gb/s a 1 Tb/s por canal WDM [14-19], fatores mais relacionados a tecnologias que estão a se desenvolver impõem um grau de incerteza que não permitiu ainda vislumbrar que tipo de arquitetura estará presente na próxima geração de transmissores coerentes. A problemática exposta foi a principal motivadora do trabalho reportado nessa dissertação.

Neste trabalho são estudadas abordagens alternativas para incremento das taxas de transmissão e SE da transmissão coerente em sistemas WDM. Em resumo, os objetivos específicos que foram almejados podem ser listados como:

- Buscar uma abordagem que consiga incrementar a eficiência espectral da transmissão, comparativamente ao padrão 100 Gb/s DP-QPSK, admitindo as limitações da maioria dos componentes e as taxas de transmissão de símbolos que já integram esse sistema, sem dispor de DACs de alto desempenho, ou artifícios de geração de sinais OFDM totalmente ópticos, e considerando-se a presença apenas de geradores elétricos binários. A ideia é que, definida sobre esses moldes, a aplicabilidade da técnica seja menos dependente de tecnologias que ainda estão se desenvolvendo.
- Uma vez definida esta técnica, verificar se ela permite projetar um transmissor que atenda os requisitos de eficiência espectral e taxa de bits por segundo por canal

esperadas nas próximas gerações de sistemas de transmissão óptica coerente para redes ópticas de alta capacidade.

O estudo aqui apresentado é indicativo de como o instrumental disponível para sistemas 100 Gb/s pode ser utilizado para projetar transmissores 400 Gb/s por via de operações de conversão de formato de modulação, uso de formatos de pulso retorno-ao-zero (RZ) e filtragem passa-faixa. Tais procedimentos foram realizados através de funções aplicadas exclusivamente no domínio óptico. Os resultados mostraram que estas técnicas permitem que os transmissores alcancem altos valores de SE sem necessariamente utilizar de artifícios como filtragem digital de Nyquist e sinais OFDM, que são as técnicas dominantes do estado da arte em transmissão óptica coerente.

A organização do restante da dissertação, com breves resumos sobre os tópicos tratados em cada capítulo, encontra-se na seção 1.1. A seção 1.2 mostra a relação de artigos publicados pelo autor durante a execução do trabalho.

Todos os resultados experimentais foram obtidos no Laboratório de Sistemas Ópticos Reconfiguráveis (LASOR), da Diretoria de Redes Convergentes (DRC) do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD), em Campinas, São Paulo.

1.1 Organização dos capítulos

- No capítulo 2 estão descritos os princípios básicos da transmissão óptica digital com recepção coerente, assim como está considerada ao longo de todo o trabalho. As funções básicas e modelos de transmissor e receptor são descritos de forma simplificada, juntamente com dispositivos chave que são comuns na maioria das arquiteturas.
- No capítulo 3 tem-se um resumo das funções fundamentais implementadas num receptor óptico coerente digital via processamento digital de sinais (PDS). Estão resumidamente descritos os fundamentos que as norteiam, bem como são dadas devidas referências para consulta do leitor que deseje informações mais detalhadas, já que o desenvolvimento de tais rotinas não esteve presente no contexto desse trabalho.
- O capítulo 4 começa a discussão da problemática que definiu os objetivos do estudo realizado. Nele são listadas e discutidas algumas das principais e mais importantes limitações que são confrontadas atualmente no estado da arte da tecnologia de transmissão

CAPÍTULO 1. Introdução

óptica coerente em altas taxas. É nesse capítulo que se define a motivação para o trabalho reportado neste texto: a investigação de técnicas alternativas para incremento da eficiência espectral da transmissão em cenários que apresentam essas limitações.

- O capítulo 5 relaciona os objetivos buscados com o trabalho, especificando também as estratégias escolhidas, bem como as razões que suportam estas estratégias.
- O capítulo 6 é dedicado ao relato dos experimentos realizados e resultados obtidos pelo confronto da problemática com as estratégias selecionadas no capítulo 5. Serão ilustrados os experimentos de conversão de formato de modulação DP-QPSK para 16QAM, uso de pulsos RZ e pré-filtragem óptica em sistemas empregando DP-16QAM e transmissão óptica coerente a 400 Gb/s com alta eficiência espectral empregando o conjunto dessas técnicas. Nesse capítulo avaliam-se os ganhos e desvantagens dos cenários de estudo, em análises comparativas com outras propostas no estado da arte.
- O capítulo de conclusão traz as considerações finais do autor acerca do trabalho realizado.

1.2 Trabalhos publicados

Lista de artigos publicados ao decorrer do mestrado:

1. **Silva, E. P.**, Carvalho, L. H. H., Silva, R., Perin, J. P. K., Cardoso, P. P. G., Oliveira, J. C. R. F., “**Geração Óptica Experimental do Formato de Modulação DP-16QAM para Transmissões Ópticas de Alta Eficiência Espectral**”. In: MOMAG 2012, João Pessoa. Anais MOMAG 2012, 2012.
2. **Silva, E. P.**, Carvalho, L. H. H., Lopes, M. L., Ribeiro, V. B., Bordonalli, A. C., Oliveira, J. C. R. F., “**Performance comparison of RZ pulse formats in PDM-16QAM transmissions high rates with optical pre-filtering**”, Proc. SPIE 8647, Next-Generation Optical Communication: Components, Sub-Systems, and Systems II, 86470L (11 de Janeiro de 2013); doi:10.1117/12.2004974, 2013.
3. **Silva, E. P.**, Carvalho, L. H. H., Diniz, J. C. M., Oliveira, J. R. F., Ribeiro, V. B., Silva, Reginaldo, Perin, J. P. K., Silva, M. L., Cardoso, P. P. G., Oliveira, J. “**448 Gb/s dual-carrier PDM-RZ-16QAM on 75-GHz Grid over 720 km with 10 Flexi-grid ROADM**”

- passes**”, In: Latin America Optics and Photonics Conference, São Sebastião. Latin America Optics and Photonics Conference (LAOP 2012). p.LM1C.3; doi: 10.1364/LAOP.2012.LM1C.3. OSA, 2012.
4. **Silva, E. P.**, Carvalho, L. H. H., Franciscangelis, C., Diniz, J. C. M., Oliveira, J. C. R. F., Bordonalli, A. “**Spectrally-Efficient 448-Gb/s dual-carrier PDM-16QAM channel in the 75-GHz grid**” In: National Fiber Optic Engineers Conference, Anaheim, CA, USA. Optical Fiber Communication Conference / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2013). doi: 10.1364/NFOEC.2013.JTh2A.39. OSA, 2013.

CAPÍTULO 1. Introdução

2 Sistemas Ópticos Coerentes

Neste capítulo estão descritos os princípios básicos que regem o funcionamento de um sistema de comunicação óptica coerente digital, em sua atual concepção. São explicitados modelos para caracterizar transmissores e receptores, bem como as operações e propriedades básicas que permitem o seu funcionamento.

Trata-se o problema de como o transmissor mapeia a informação do domínio digital para o domínio óptico, bem como o mapeamento inverso realizado pelo receptor para a estimação dos sinais transmitidos.

Nas seções 2.1 e 2.2 a transmissão óptica coerente digital com multiplexação em polarização é abordada. Estes conceitos são fundamentais para o entendimento do sistema de comunicação tratado nesse trabalho.

2.1 Transmissão óptica coerente digital

A transmissão coerente digital tornou-se o estado da arte em sistemas de comunicações via fibras ópticas. Muito do seu avanço deveu-se ao fato da mesma assimilar várias técnicas avançadas de modulação e codificação já bem estabelecidas e exploradas em sistemas de comunicações digitais sem fio e cabeados.

Embora a fibra óptica apresente diversas peculiaridades como meio físico de propagação de sinais, diferentes daquelas do ar ou dos pares trançados de cobre e cabos coaxiais, a formalização dos conceitos fundamentais para comunicação digital sobre esses canais é a mesma. Consequentemente, pode-se conceber modelos para análise desses sistemas sem a necessidade imediata de recorrência aos detalhes de implementação física dos dispositivos. Uma vez que já existe extensa literatura a respeito do tema, neste texto apenas serão explicitadas alguns modelos analíticos básicos para o entendimento dos transmissores e receptores ópticos coerentes [20-21]. Assumindo-se uma descrição via sinais equivalentes em banda base [20], obtém-se representações no domínio do tempo e da frequência que são úteis para análise desses sistemas. Os conceitos explicitados neste texto consideram apenas o uso de formatos de modulação digitais lineares.

CAPÍTULO 2. Sistemas Ópticos Coerentes

No transmissor, abstraindo suas características de construção, pode-se admitir para a portadora modulada o modelo analítico expresso na equação (1):

$$E_s(t) = a(t)\sqrt{P_c}\cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

$$E_s(t) = \Re\{\mathbf{m}(t) \cdot \mathbf{E}_c(t)\}, \quad (1)$$

onde $\mathbf{E}_c(t) = \sqrt{P_c} \cdot e^{j\omega_c t}$ representa o campo elétrico do laser de onda contínua e amplitude constante, oscilando em uma frequência ω_c , $\mathbf{m}(t) = a(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$ o equivalente em banda base do sinal modulante [20], com $a(t)$ e $\varphi(t)$ representando sua amplitude e fase, respectivamente. $E_s(t)$ representa o campo elétrico do sinal modulado. O operador $\Re\{ \cdot \}$ indica “parte real do argumento”.

No caso em que o transmissor utiliza uma técnica linear de modulação digital para mapear a informação em uma sequência de pulsos em banda base, $\mathbf{m}(t)$ pode ser escrito como:

$$\mathbf{m}(t) = a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} = \sum_k a_k \cdot e^{j\varphi_k} \cdot p(t - kT_s), \quad (2)$$

onde T_s é o período de símbolo, $p(t)$ um pulso de duração T_s e $a_k \cdot e^{j\varphi_k}$ é a representação polar complexa do símbolo transmitido no instante kT_s , dentre os M símbolos pertencentes ao conjunto, ou constelação, associado ao esquema de modulação digital utilizado.

A densidade espectral de potência $\Phi_{SS}(f)$ do sinal modulado (1) pode ser obtida pela transformada de Fourier da sua função autocorrelação $\phi_{SS}(\tau)$ [20]. Por sua vez, $\phi_{SS}(\tau)$ pode ser expressa em termos da função de autocorrelação $\phi_{mm}(t + \tau, \tau)$ de $\mathbf{m}(t)$. Como mostrado em [20], as seguintes relações podem ser estabelecidas:

$$\phi_{SS}(t + \tau, \tau) = E[E_s(t)E_s(t + \tau)]$$

$$\phi_{SS}(t + \tau, \tau) = \Re[\phi_{mm}(t + \tau, \tau) \cdot \mathbf{E}_c(t)],$$

Em que,

$$\phi_{mm}(t + \tau, \tau) = \frac{1}{2}E[\mathbf{m}^*(t) \cdot \mathbf{m}(t + \tau)]. \quad (3)$$

Das equações (2) e (3), tem-se:

$$\phi_{mm}(t + \tau, \tau) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} E[A_n^* A_k] p^*(t - nT_s) p(t + \tau - kT_s) \quad (4)$$

onde $A_k = a_k e^{j\varphi_k}$. Assumindo as condições de estacionariedade do processo $\mathbf{m}(t)$ descritas em [20], mostra-se que $\phi_{mm}(t + \tau, \tau) = \phi_{mm}(\tau)$. Utilizando a transformada de Fourier, obtém-se a densidade espectral de potência (média) do sinal modulado equivalente em banda base $\Phi_{mm}(f)$:

$$\begin{aligned} \Phi_{mm}(f) &= \mathcal{F}\{\phi_{mm}(\tau)\} \\ \Phi_{mm}(f) &= \frac{1}{T_s} |P(f)|^2 \Phi_{AA}(f) \end{aligned} \quad (5)$$

onde $\Phi_{AA}(f) = \mathcal{F}\{E[A_n^* A_k]\}$ é transformada de Fourier no tempo discreto da autocorrelação da sequência de símbolos e $P(f) = \mathcal{F}\{p(t)\}$ a transformada de Fourier do pulso $p(t)$. A equação (6) expressa a densidade espectral de potência (média) $\Phi_{ss}(f)$ da portadora modulada obtida a partir de (5):

$$\Phi_{ss}(f) = \frac{1}{2} [\Phi_{mm}(f - f_c) + \Phi_{mm}(-f - f_c)] \quad (6)$$

onde $f_c = \omega_c/2\pi$.

As equações de (1) a (6) englobam a representação dos sinais transmitidos em três abordagens distintas: símbolos do diagrama de constelação de um formato de modulação digital, sequências de pulsos e densidade espectral de potência em banda base, cujas representações gráficas simplificadas estão ilustradas na Figura 2.1. Estas representações serão utilizadas na descrição dos sistemas tratados no decorrer deste texto.

Os diagramas de constelação dos formatos de modulação digital são representações geométricas de seus conjuntos de símbolos, Figura 2.1 (a). Um símbolo corresponde a um conjunto de bits.

Símbolos são enviados cada vez que o transmissor faz uso do canal de comunicações para transmitir informação. Um esquema, ou formato, de modulação digital linear pode ser definido por uma regra que associa sequências de n -bits a símbolos de forma biunívoca. Geralmente, a

CAPÍTULO 2. Sistemas Ópticos Coerentes

cardinalidade M do conjunto de símbolos de um formato de modulação é uma potência de 2 do tipo $M = 2^n$, de modo a simplificar a regra de associação entre bits e símbolos.

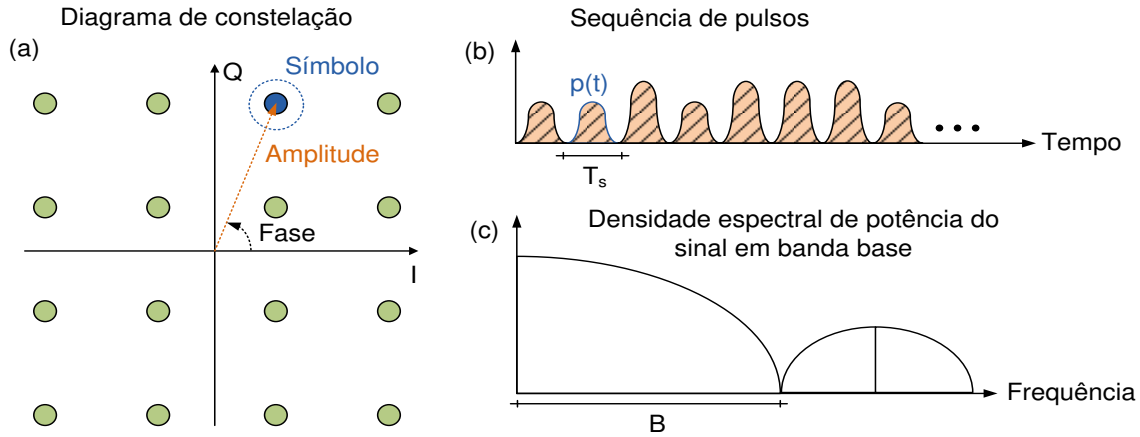


Figura 2.1 Ilustração de conceitos fundamentais em transmissão digital. (a) Diagrama de constelação; (b) Sequência de pulsos transmitidos no domínio do tempo; (c) Espectro de potência do sinal modulado em banda base no domínio da frequência.

O inverso do período de símbolo T_s , é denominado taxa de transmissão de símbolos R_s , também designado como frequência de sinalização, e corresponde à frequência em que o transmissor faz uso do canal. A taxa de transmissão R_b , em bits por segundo, de um sistema que opera com uma frequência de sinalização R_s é dada por $R_b = n \cdot R_s$.

Uma das figuras de mérito mais importantes na avaliação de sistemas de transmissão digital é a eficiência espectral, que é uma medida da eficiência de uso do espectro de frequências disponível para a transmissão. A SE é definida como a razão entre a taxa total de bits de informação transmitidos e a largura da banda espectral utilizada na transmissão. Logo, quanto maior a eficiência espectral de um dado sistema, maior é a taxa de transmissão alcançada num intervalo fixo de espectro. A SE de um sistema de transmissão digital é definida, de maneira geral, por dois aspectos de projeto do seu transmissor:

- I. **Codificação e formato de modulação utilizados**: esses dois graus de liberdade definem a eficiência do sistema em termos de número líquido de bits por símbolo transmitido.
- II. **Formato de pulso**: como mostrado na equação (2), ao utilizar o canal para enviar os símbolos, o transmissor emprega sequências de pulsos, Figura 2.1 (b). Como expresso nas

equações (5) e (6), o conteúdo espectral dos pulsos empregados na transmissão, as características estatísticas da fonte de informação e a taxa de transmissão de símbolos definem a ocupação espectral da portadora modulada, Figura 2.1 (c).

De (I) e (II) pode-se afirmar que o aumento da SE mantém relação direta com o emprego de formatos de modulação que associem mais bits por símbolo, ou seja, que possuam um número maior de símbolos na constelação e a utilização de pulsos cuja densidade espectral de potência ocupe a menor banda possível.

Alcançar a máxima SE possível em um dado sistema pode ser muito difícil, pois é um problema equivalente ao de encontrar a regra de codificação que alcança a capacidade do canal, ou capacidade de Shannon, da maneira como definida na Teoria da Informação [22]. De forma intuitiva, pode-se dizer que a tendência do aumento da complexidade do transmissor e do receptor será tão acentuada quanto maior for a SE do sistema, cujo limite é a capacidade do canal. Esse conceito é válido para qualquer canal de comunicações e, em particular, para a fibra óptica.

Um sistema de comunicações que utiliza transmissão óptica coerente pode ser esquematizado pelo modelo simplificado ilustrado na Figura 2.2. Uma portadora óptica proveniente de um laser de onda contínua oscilando com frequência f_c é modulada conforme alguma técnica de transmissão digital. A portadora modulada cumpre a função de propagar a informação modulada por um conjunto de enlaces de fibra óptica até o receptor.

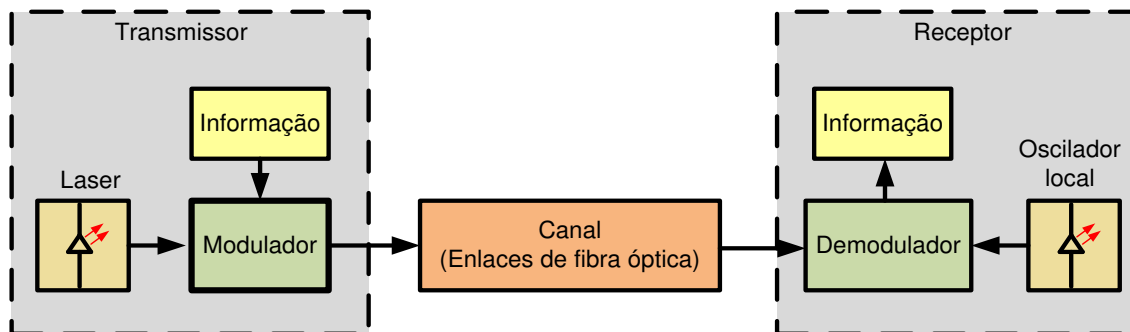


Figura 2.2: Modelo simplificado de um sistema com transmissão óptica coerente.

Sistemas ópticos que empregam técnicas de transmissão coerente utilizam formatos avançados de modulação digital em comunicações ópticas. Entenda-se formatos avançados de modulação

CAPÍTULO 2. Sistemas Ópticos Coerentes

digital como sendo aqueles que não utilizam apenas a amplitude da portadora como parâmetro da modulação. Nesses casos, é comum que o transmissor empregue um ou mais dispositivos de modulação óptica externa, tais como moduladores de fase (*Phase Modulator*, PM), moduladores de Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulators*, MZM) e moduladores de fase e quadratura (*In phase – Quadrature Modulator*, IQM). Esses são os dispositivos que operam a tradução da informação a ser transmitida do domínio elétrico para o domínio óptico.

No receptor, por meio da interferência entre a portadora modulada e o oscilador local (*Local Oscillator*, LO), o conteúdo de frequências do sinal modulado é trazido linearmente à banda base no domínio elétrico e, posteriormente, convertido ao domínio digital por meio de conversores analógico para digital (*Analog to Digital Converters*, ADCs).

Após a amostragem e digitalização, uma sequência de operações necessárias à demodulação do sinal é executada via PDS. Um diagrama de blocos com a arquitetura de um receptor coerente é mostrado na Figura 2.3.

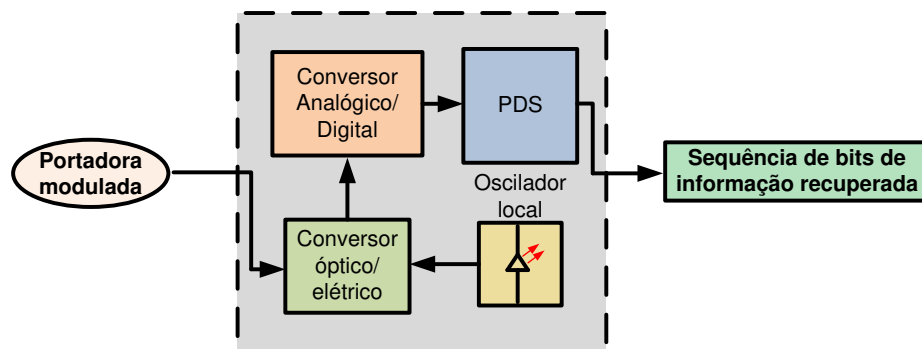


Figura 2.3. Diagrama de blocos sistêmicos de um receptor coerente.

Tal arquitetura de recepção, por apresentar uma estrutura óptica genérica, tem a vantagem de ser independente do formato de modulação empregado pelo transmissor, dando origem a receptores que são sintonizáveis e flexíveis em sistemas WDM. Adicionalmente, a variedade de rotinas de PDS possíveis de serem implementadas diversificam as técnicas de transmissão digital que o receptor é capaz de suportar, favorecendo a escalabilidade e o reuso da tecnologia.

2.1.1 Princípio da Detecção Óptica Coerente

A operação linear que leva o sinal modulado do domínio óptico para o domínio elétrico no receptor pode ser entendida segundo alguns modelos básicos, descritos a partir do conjunto e disposição dos componentes optoeletrônicos que a efetuam. Um arranjo de dispositivos que permite realizar uma operação elementar de recepção coerente está ilustrado na Figura 2.4.

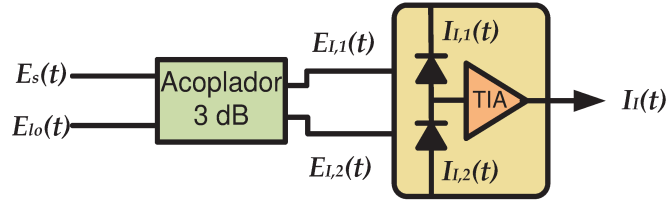


Figura 2.4: Arranjo simples de dispositivos optoeletrônicos para detecção coerente de sinais ópticos.

No esquema da Figura 2.4 tem-se uma estrutura de recepção óptica coerente onde o campo elétrico do sinal modulado $E_s(t)$ e o campo elétrico do laser oscilador local $E_{lo}(t)$ interferem entre si num acoplador 3 dB [21]. Os campos elétricos do sinal e do oscilador local podem ser expressos, respectivamente, como nas equações (7) e (8):

$$E_s(t) = \sqrt{P_c} \cdot \exp[j(\omega_c t + \varphi_c)] \cdot a(t) \cdot \exp[j\varphi(t)] \cdot \exp[j\varphi_{n_c}(t)] \cdot e_c, \quad (7)$$

$$E_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \cdot \exp[j(\omega_{lo} t + \varphi_{lo})] \cdot \exp[j\varphi_{n_{lo}}(t)] \cdot e_{lo}, \quad (8)$$

onde, respectivamente à portadora e oscilador local, P_c e P_{lo} representam as potências de saída dos lasers de onda contínua [W], ω_c e ω_{lo} são as velocidades angulares [rad/s], φ_c e φ_{lo} são os ângulos de fase iniciais, φ_{n_c} e $\varphi_{n_{lo}}$ representam o ruído de fase dos lasers. Finalmente, os vetores que indicam o estado de polarização de cada laser são expressos por e_c e e_{lo} . A relação entre entrada e saída do acoplador 3 dB, ideal, pode ser expressa pela equação (9):

CAPÍTULO 2. Sistemas Ópticos Coerentes

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{I,1}(t) \\ \mathbf{E}_{I,2}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s(t) \\ \mathbf{E}_{lo}(t) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Uma propriedade do acoplador 3dB é que o deslocamento de fase relativo experimentado por ambos os campos de entrada é $\pi/2$ na saída superior e $-\pi/2$ na saída inferior. Portanto, a diferença entre estes desvios relativos de fase é π .

Temos, desse modo, as expressões das correntes em cada fotodetector dadas pelas equações (10) e (11),

$$\begin{aligned} I_{I,1}(t) &= \frac{1}{2} R. |\mathbf{E}_{I,1}(t)|^2 = \frac{1}{2} R. (\mathbf{E}_s + j\mathbf{E}_{lo}). (\mathbf{E}_s + j\mathbf{E}_{lo})^* \\ &= \frac{1}{2} RP_c. a^2(t) + \frac{1}{2} RP_{lo} + i_{sh_1} \\ &\quad + R\sqrt{P_c P_{lo}}. a(t). \mathbf{e}_s. \mathbf{e}_{lo}. \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)], \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} I_{I,2}(t) &= \frac{1}{2} R. |\mathbf{E}_{I,2}(t)|^2 = \frac{1}{2} R. (j\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{lo}). (j\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{lo})^* \\ &= \frac{1}{2} RP_c. a^2(t) + \frac{1}{2} RP_{lo} + i_{sh_2} \\ &\quad - R\sqrt{P_c P_{lo}}. a(t). \mathbf{e}_s. \mathbf{e}_{lo}. \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)], \end{aligned} \quad (11)$$

nas quais R representa a responsividade do fotodetector $[A/W]$ e os termos i_{sh} indicam as correntes de ruído balístico (*shot noise*) $[A]$ de cada dispositivo. Por fim, a corrente de saída do dispositivo de detecção balanceada é expressa pela equação (12),

$$\begin{aligned} I_I(t) &= I_{I,1}(t) - I_{I,2}(t) \\ &= 2R\sqrt{P_c P_{lo}}. a(t). \mathbf{e}_s. \mathbf{e}_{lo}. \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh}, \end{aligned} \quad (12)$$

na qual nota-se que a amplitude da mesma depende diretamente dos valores de fase e amplitude do sinal modulado.

CAPÍTULO 2. Sistemas Ópticos Coerentes

Nas equações (10) a (12) temos as seguintes relações implícitas: $\Delta\omega = \omega_c - \omega_{lo}$, $\varphi_n(t) = \varphi_{n_c}(t) - \varphi_{n_{lo}}(t)$, $\varphi_0 = \varphi_c - \varphi_{lo}$. Denota-se ainda $i_{sh} = i_{sh1} - i_{sh2}$ como o ruído balístico total na fotocorrente após a detecção balanceada, cuja variância é dada por $\sigma_{sh}^2 = \sigma_{sh1}^2 + \sigma_{sh2}^2$, assumindo-se que o ruído é descorrelacionado entre os fotodiodos [21].

Na equação (12) temos a corrente elétrica $I_I(t)$ resultante na saída da estrutura ilustrada na Figura 2.5 . Vemos que, à exceção do termo de ruído i_{sh} e dos parâmetros próprios do sistema, como potência de saída e estados de polarização dos lasers da portadora e do oscilador local, ela depende diretamente da amplitude $a(t)$ e fase $\varphi(t)$ do sinal modulante. Desse modo, toda a informação modulada na portadora é transferida linearmente para $I_I(t)$. A amplitude máxima de $I_I(t)$ depende diretamente da raiz do produto entre as potências do sinal recebido e do oscilador local, ou seja, a sensibilidade do receptor depende do valor de potência disponível na saída do oscilador local.

A variância do desvio aleatório de fase devido a todo o ruído de fase de laser dentro de um intervalo de tempo τ , $\Delta\varphi_n(t) = \varphi_n(t) - \varphi_n(t - \tau)$ [21], pode ser expressa como na equação (13):

$$\langle \Delta\varphi_n^2(\tau) \rangle = 2\pi\Delta\nu_{eff}|\tau|, \quad (13)$$

onde $\Delta\nu_{eff}$ é a largura de linha espectral do batimento, dada pela soma da largura de linha espectral do laser do transmissor $\Delta\nu_c$ com a largura de linha espectral do laser oscilador local $\Delta\nu_{lo}$,

$$\Delta\nu_{eff} = \Delta\nu_c + \Delta\nu_{lo}. \quad (14)$$

Para sistemas coerentes, pequenos desvios percentuais entre as frequências de oscilação da portadora e do oscilador local podem levar a até alguns GHz de diferença. Esse efeito será tanto mais severo quanto maiores forem as larguras de linha dos lasers. Tal fenômeno exige que o receptor possua algum mecanismo que compense esse desvio de frequência entre portadora e oscilador local.

2.1.2 Ruído Aditivo Oriundo da Emissão Espontânea Amplificada em Amplificadores Ópticos à Fibra Dopada com Érbio (EDFAs)

Os amplificadores ópticos tornaram-se componentes essenciais nos sistemas de comunicações ópticas de alto desempenho, sendo indispensáveis em qualquer sistema de transmissão à longa distância. Uma série de fatores contribuiu para que os EDFAs assumissem o papel principal na amplificação óptica nos sistemas atuais [2]:

- Disponibilidade de lasers semicondutores de bombeio de alta potência compactos e confiáveis;
- O fato de ser um dispositivo feito completamente de fibra, o que o faz operar independente da polarização do sinal e facilita o acoplamento da luz dentro e fora dele;
- Simplicidade do dispositivo;
- O fato do EDFA não introduzir nenhuma interferência entre canais (*crosstalk*) ao amplificar sinais WDM.

Entretanto, o mecanismo de amplificação óptica também é o responsável pelo principal limitante de desempenho de sistemas operando sobre enlaces com amplificação óptica, o ruído proveniente da amplificação de emissões espontâneas no meio ativo do EDFA, ou ASE (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE).

Simplificadamente, a ASE é originada devido ao fato do amplificador não atuar apenas sobre o sinal de entrada, mas também amplificar sinais espúrios oriundos da emissão espontânea de fótons durante o seu acionamento. A ASE soma-se ao sinal ao longo do enlace de transmissão a cada trecho de amplificação, degradando a qualidade do sinal que alcançará o receptor.

A ASE, para efeito de análise, pode ser modelada como um ruído aditivo gaussiano branco que predomina sobre as demais fontes de ruído presentes no sistema [9].

A figura de mérito mais utilizada para dimensionar o grau de degradação do sinal pela ASE é a razão sinal-ruído óptica (*Optical Signal to Noise Ratio*, OSNR), definida como a razão entre a

potência média do sinal $P_{s,m}$ e a potência do ruído P_{N_0} , com relação a um intervalo de espectro definido. A OSNR é geralmente expressa em dB, de acordo com a equação (15):

$$OSNR_{dB} = 10 \cdot \log(P_{s,m}/P_{N_0}) \quad (15)$$

O desempenho de um sistema de transmissão óptica depende diretamente do valor da OSNR do sinal na entrada do receptor. A OSNR possui relação direta com a razão sinal-ruído por bit (*signal-to-noise ratio per bit*– SNR_b) [9] que, por sua vez, é um limitante do desempenho de qualquer técnica de modulação digital. Normalmente a OSNR é referenciada sobre uma banda de ruído fixa, equivalente de 0,1 nm, ou 12.5 GHz [9].

2.1.3 Detecção Coerente de Sinais Modulados Em Fase e Quadratura

O emprego de formatos de modulação de elevada eficiência espectral exige que o receptor consiga recuperar a informação presente em diversos parâmetros do sinal, tais como amplitude, fase, polarização e frequência. Nesse contexto, um dispositivo de importância fundamental em receptores ópticos coerentes é a “híbrida”. A híbrida é o elemento onde é realizado o batimento entre oscilador local e portadora modulada permitindo a detecção separada dos componentes em fase (I) e quadratura (Q) do sinal em banda base. A configuração básica utilizada na construção dos receptores coerentes é a denominada híbrida 2 x 4 90°, cujo bloco funcional está ilustrado na Figura 2.5:



Figura 2.5: Bloco funcional de uma híbrida 2x4 90°.

Definindo-se as entradas da híbrida 2x4 90° como:

$$\mathbf{E}_{in_1}(t) = |\mathbf{E}_{in_1}(t)| \cdot \exp[j\varphi_1(t)], \quad \mathbf{E}_{in_2}(t) = |\mathbf{E}_{in_2}(t)| \cdot \exp[j\varphi_2(t)], \quad (16)$$

CAPÍTULO 2. Sistemas Ópticos Coerentes

temos as potências que são desejadas nas quatro saídas do dispositivo ($n = 0, 1, 2, 3.$) dadas por [21]:

$$P_{out_n}(t) = \mathbf{E}_{out_n}(t) \cdot \mathbf{E}_{out_n}^*(t) = \frac{1}{4} |\mathbf{E}_{in_1}(t)|^2 + \frac{1}{4} |\mathbf{E}_{in_2}(t)|^2 + \frac{1}{2} |\mathbf{E}_{in_1}(t)| |\mathbf{E}_{in_2}(t)| \cdot \cos[\varphi_1(t) - \varphi_2(t) - n \cdot 90^\circ + \psi], \quad (17)$$

onde ψ é um deslocamento de fase arbitrário, considerando que as fases dos sinais de entrada também são arbitrárias. Pode-se observar em (17) que os termos de batimento de dois sinais de saída adjacentes estão em quadratura (devido ao termo múltiplo de 90° no argumento do cosseno), respectivamente, e o dois sinais de saída restantes podem ser usados para fazer uma detecção balanceada, pois estão defasados de π (ver equação (9)) em relação aos dois primeiros, respectivamente. A propriedade da quadratura pode ser explorada para a detecção coerente de componentes I e Q de sinais modulados em alta ordem.

Para prover as potências de saída desejadas especificadas pela equação (17), a híbrida $2 \times 4 \ 90^\circ$ (quando considerada um dispositivo sem perdas com uniformidade ideal) deve exibir a função de transferência de campo [22]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{out_0}(t) \\ \mathbf{E}_{out_1}(t) \\ \mathbf{E}_{out_2}(t) \\ \mathbf{E}_{out_3}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j\psi_{11}} & e^{j\psi_{12}} \\ e^{j\psi_{21}} & j e^{j\psi_{22}} \\ e^{j\psi_{31}} & -e^{j\psi_{32}} \\ e^{j\psi_{41}} & -j e^{j\psi_{42}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{in_1}(t) \\ \mathbf{E}_{in_2}(t) \end{bmatrix}, \quad (18)$$

onde os coeficientes de fase $\psi_{11} \dots \psi_{42}$ devem satisfazer as condições

$$\psi_{11} - \psi_{12} = \psi_{21} - \psi_{22} = \psi_{31} - \psi_{32} = \psi_{41} - \psi_{42} = \psi \quad (19)$$

Uma vez que a diferença dos desvios de fase relativos entre os campos adicionados na entrada e os quatro campos de saída é n vezes 90° , este componente é denominado híbrida de 90° . Existem diversas maneiras de construir uma híbrida $2 \times 4 \ 90^\circ$. Um exemplo de implementação de uma híbrida com essas características está ilustrado na Figura 2.6.

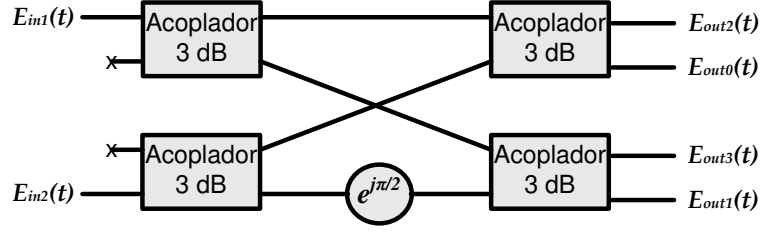


Figura 2.6: Híbrida 2x4 90° construída com quatro acopladores 3 dB e um atrasador de fase óptico de 90°.

Com a adição dos fotodetectores balanceados, chega-se à interface responsável pela recepção coerente de um sinal óptico modulado em fase e quadratura utilizando uma híbrida 2x4 90°, como está ilustrado na Figura 2.7.

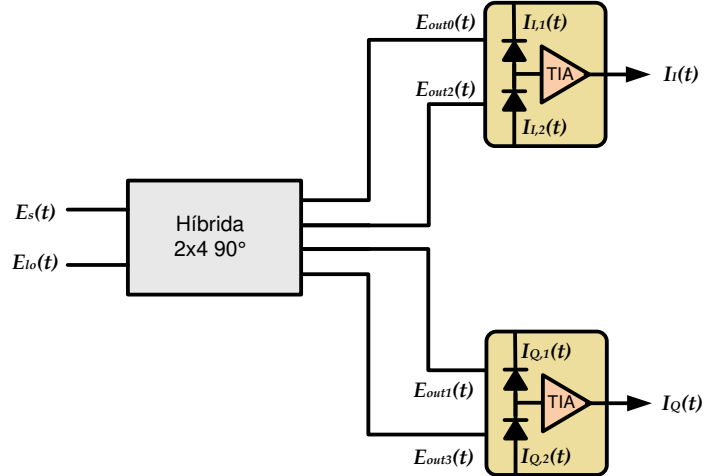


Figura 2.7: Interface de recepção óptica coerente utilizando híbrida 2x4 90° e detecção balanceada.

Considerando que o desvio de fase ψ na equação (19) é nulo, pode-se descrever o processo de recepção descrito na Figura 2.7 a partir da equação (18) como sendo:

$$\begin{bmatrix} E_{out_0}(t) \\ E_{out_1}(t) \\ E_{out_2}(t) \\ E_{out_3}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} E_s(t) & E_{lo}(t) \\ E_s(t) & jE_{lo}(t) \\ E_s(t) & -E_{lo}(t) \\ E_s(t) & -jE_{lo}(t) \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Pela equação (20) obtêm-se os campos nas saídas da híbrida. Estes, quando direcionados em pares defasados de 180° ($E_{out_0}(t)$, $E_{out_2}(t)$ e $E_{out_1}(t)$, $E_{out_3}(t)$) aos fotodetectores balanceados, darão origem às correntes expressas nas equações (21) e (22):

CAPÍTULO 2. Sistemas Ópticos Coerentes

$$\begin{aligned}
 I_I(t) &= R. |E_{out_0}(t)|^2 - R. |E_{out_2}(t)|^2 \\
 &= R. E_{out_0}(t). E_{out_0}^*(t) - R. E_{out_2}(t). E_{out_2}^*(t) \\
 &= R. \sqrt{P_c P_{lo}}. a(t) e_c e_{lo} \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh_I}
 \end{aligned} \tag{21}$$

$$\begin{aligned}
 I_Q(t) &= R. |E_{out_1}(t)|^2 - R. |E_{out_3}(t)|^2 \\
 &= R. E_{out_1}(t). E_{out_1}^*(t) - R. E_{out_3}(t). E_{out_3}^*(t) \\
 &= R. \sqrt{P_c P_{lo}}. a(t) e_c e_{lo} \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh_Q}
 \end{aligned} \tag{22}$$

onde i_{sh_I} e i_{sh_Q} são as fotocorrentes equivalentes em cada braço de fotodetecção balanceada, oriundas do ruído balístico. As equações (21) e (22) são semelhantes à equação (12).

A estrutura ilustrada na Figura 2.7 é a padrão para detecção coerente de sinais modulados em fase e quadratura. Sua sensibilidade é limitada pela banda e “responsividade” (R) dos fotodetectores balanceados, pela banda e ganho linear dos amplificadores de transimpedância (*transimpedance amplifier*, TIA) e pelo ruído que estes adicionam ao sinal. As correntes $I_I(t)$ e $I_Q(t)$, correspondendo ao sinal transmitido em banda base, são convertidas em tensões e, então, convertidas ao domínio digital por conversores analógico para digital (*Analog-to-Digital Converters*, ADCs). A última fase de tratamento dos sinais para recuperação da informação transmitida é realizada via PDS.

2.2 Transmissão Óptica com Multiplexação de Polarização

Normalmente utiliza-se a amplitude, a fase ou a frequência dos sinais eletromagnéticos como variáveis responsáveis por carregar a informação modulada. Entretanto, no caso das comunicações ópticas, a natureza das portadoras e do canal de propagação permite a adição de outra variável capaz de associar informação: a polarização do sinal.

O conceito da transmissão com diversidade de polarização é multiplexar informação em planos ortogonais de polarização de uma portadora óptica. A ortogonalidade entre polarizações permite que o receptor seja capaz de separar a informação transmitida em cada uma.

Quando se dispõe de multiplexação em polarização em esquemas de modulação avançados para sistemas ópticos faz-se uso, no receptor, de elementos capazes de separar tanto as polarizações como os componentes modulados em fase (I) e quadratura (Q) de cada uma. A recepção com

diversidade de polarização é realizada com o auxílio de separadores de polarização ópticos (*Polarization Beam Splitters*, PBS). Um sinal óptico que chega à entrada de um PBS com um estado arbitrário de polarização é dividido em dois feixes proporcionalmente à potência projetada nas direções preferenciais dos planos ortogonais de polarização do PBS [22]. Cada componente resultante é, então, direcionado à entrada de uma híbrida seguida de fotodetectores balanceados, onde a separação das componentes em fase e quadratura do sinal é feita.

Um diagrama funcional de um modulador para formatos de modulação avançados com multiplexação em polarização está ilustrado na Figura 2.8.

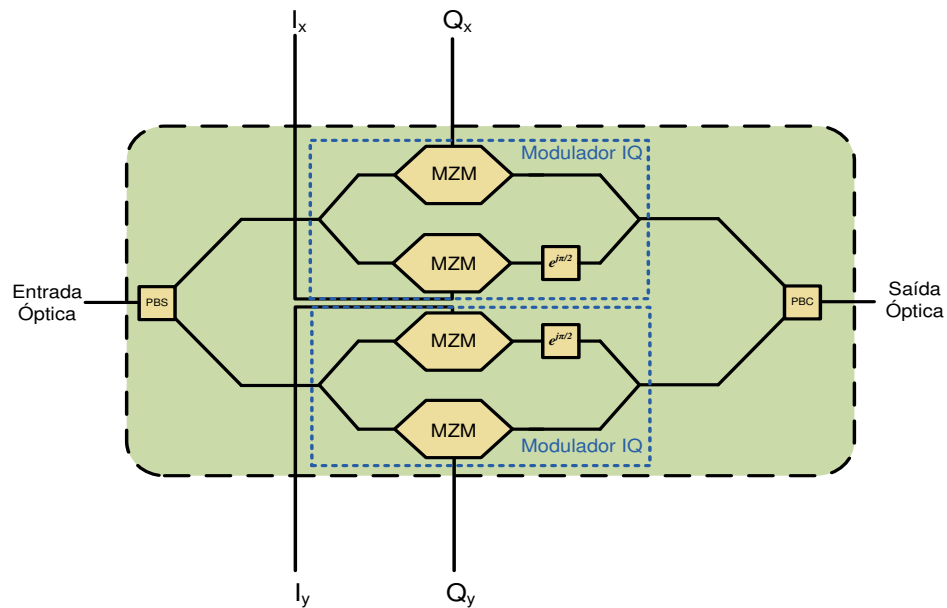


Figura 2.8 Diagrama esquemático de um modulador que emprega multiplexação em polarização.

Uma portadora laser, contínua ou pulsada, entra no modulador e é dividida em dois feixes de mesma potência. Cada feixe é direcionado a um arranjo diferente formado por dois moduladores de Mach-Zehnder, cuja operação em conjunto implementa uma modulação em fase e quadratura (IQ) no feixe de portadora correspondente. Dessa forma, o dispositivo é composto por dois moduladores IQ. Cada modulador IQ recebe como entradas duas sequências de pulsos elétricos que correspondem ao sinal modulante em banda base. Os feixes da portadora modulada são, então, somados em ortogonalidade de polarização, por meio de um PBC (*Polarization Beam Combiner*), operando a multiplexação em polarização do transmissor.

CAPÍTULO 2. Sistemas Ópticos Coerentes

A saída do modulador é um sinal com duas polarizações ortogonais (horizontal e vertical, ou X e Y), cada uma modulada em fase e quadratura. Cada par de entradas IQ pode ser oriundo do mapeamento da sequência de bits a ser transmitida em símbolos da constelação de um formato de modulação digital qualquer. A diversidade de polarização é utilizada na grande maioria dos trabalhos no estado da arte em transmissão óptica coerente.

2.3 Conclusão

Neste capítulo foram expostos os conceitos básicos referentes à transmissão digital óptica coerente na forma como abordada nesse trabalho. Foram apresentados modelos para transmissores e receptores. Detalhou-se algumas operações fundamentais que permitem a implementação de receptores coerentes, bem como apresentou-se algumas arquiteturas de dispositivos ópticos empregados nesses sistemas.

O princípio empregado na transmissão com multiplexação, ou diversidade, de polarização foi ilustrado. Além disso, foram formalmente definidas figuras de mérito que serão importantes em análises futuras: razão sinal-ruído óptica (OSNR) e eficiência espectral (SE).

O próximo capítulo versará sobre como o processamento digital de sinais PDS é utilizado para recuperar a informação transmitida do sinal óptico que foi coerentemente detectado e digitalizado no receptor.

3 Processamento Digital de Sinais

Um dos grandes atrativos da arquitetura dos receptores nos sistemas de transmissão óptica coerente atuais é a flexibilidade de implementação de diversas operações no domínio digital, sejam elas funções elementares para o funcionamento de qualquer sistema de transmissão digital da informação, ou dedicadas ao tratamento de fenômenos específicos da transmissão via fibra óptica.

Atualmente, funções como sincronização e recuperação de portadora, tradicionalmente implementadas por circuitos de aplicação dedicada, são efetuadas via algoritmos de processamento digital de sinais [23-24]. Uma pilha indicando um conjunto padrão funções do receptor óptico coerente implementadas via PDS está ilustrada na Figura 3.1.

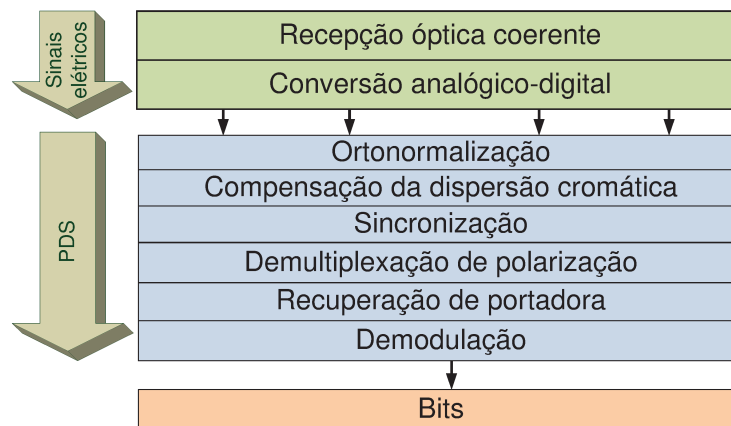


Figura 3.1: Fluxograma de processamento de sinais num receptor óptico coerente, com destaque para uma pilha padrão de operações realizadas via PDS em receptores ópticos coerentes.

Uma vantagem dos receptores baseados em PDS constitui-se no uso de equalizadores estáticos e dinâmicos no domínio digital para compensação de efeitos dispersivos da fibra óptica. Isto permite que dispositivos ópticos passivos de compensação de dispersão cromática sejam dispensáveis em grande parte das aplicações de transmissores coerentes. Tais algoritmos também garantem uma margem de robustez para a transmissão quando esta se dá sobre regimes consideráveis de dispersão do modo de polarização (*Polarization Mode Dispersion*, PMD) do sinal.

Não foi objetivo deste trabalho o desenvolvimento ou aperfeiçoamento de técnicas de PDS para sistemas ópticos coerentes. Entretanto, os resultados e análises foram obtidos após o

CAPÍTULO 3. Processamento Digital de Sinais

processamento via um conjunto padrão de algoritmos já implementados em linguagem MATLAB [25] pelo time de pesquisadores em PDS do CPqD. Dada a importância de tais rotinas para o processamento dos dados experimentais adquiridos neste trabalho, nas seções subsequentes deste capítulo serão brevemente descritas as funções de cada bloco funcional da pilha de rotinas, sendo citadas as devidas referências para esclarecimento detalhado ao leitor.

3.1 *Deskew* e ortonormalização

Devido a imperfeições inevitáveis na fabricação dos dispositivos que operam o mapeamento do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico e digital na entrada do receptor, os intervalos de excursão dos valores de amplitude das amostras de sinal podem ser ligeiramente diferentes entre sinais capturados por ADCs distintos. Isso pode ocorrer devido a pequenos desvios de construção da híbrida, variações discretas nos pontos de polarização dos fotodiodos balanceados ou diferenças nos ganhos dos amplificadores de transimpedância (TIAs).

O processo de ortonormalização das entradas permite a compensação desses efeitos, mapeando linearmente a amplitude de todas as sequências de amostras num intervalo fixo. Esta funcionalidade foi implementada tendo o procedimento de ortonormalização de Gram-Schmidt [26] como padrão.

Imperfeições de construção podem levar também a tamanhos de trilha de circuito diferentes entre as saídas dos TIAs e as entradas dos conversores analógico-digital. Tais diferenças de percurso geram atrasos distintos em cada linha de sinal amostrada. Para o correto tratamento do sinal amostrado, esses atrasos precisam ser compensados, de forma a realinhar corretamente as sequências de amostras no tempo antes da posterior fase de processamento. Essa operação de realinhamento temporal é denominada *deskew* e também pode ser feita digitalmente pelo realinhamento das amostras capturadas nos ADCs.

3.2 Compensação da Dispersão Cromática

A dispersão cromática origina-se da dependência entre o índice de refração da fibra e o comprimento de onda do sinal propagante. Esse fenômeno faz com que cada componente de frequência do espectro de um sinal transmitido seja associado um índice de refração diferente no meio de propagação. Consequentemente, as velocidades e atrasos de propagação de cada

componente serão diferentes. Na prática o resultado é o espalhamento temporal dos pulsos transmitidos, que resulta na indução de interferência entre símbolos (*Intersymbol Interference*, ISI) no sinal modulado. Tal interferência degrada o desempenho do sistema ao longo do percurso de transmissão.

A dispersão é característica de cada fibra óptica, podendo inclusive ser projetada para determinadas aplicações. O atraso médio imposto pela dispersão é expresso geralmente em picosegundos (ps), ou ps/nm/km. Para sistemas não-coerentes OOK a 10 Gb/s ou 40 Gb/s por canal o efeito da dispersão é usualmente compensado com o emprego de fibras compensadoras de dispersão (*Dispersion Compensating Fibers*, DCFs) entremeadas ao longo do enlaces das redes ópticas, no intuito de compensar valores fixos de dispersão acumulada pela propagação dos sinais por dezenas de quilômetros de fibra.

Para sistemas coerentes, no entanto, a abordagem tornou-se outra. Como visto em [27], no regime linear de propagação o comportamento da fibra é conhecido, podendo-se definir uma expressão analítica para sua resposta ao impulso. Uma vez que a dispersão cromática é resultado da convolução linear do sinal com a resposta ao impulso da fibra, em tese esse efeito pode ser compensado aplicando-se a operação inversa ao sinal resultante, de forma a obter o sinal original.

Felizmente a resposta da fibra pode ser representada no domínio digital por um sistema de resposta ao impulso finita (*Finite Impulse Response*, FIR) invertível [27]. O número de coeficientes do filtro determina quão próximo o modelo digital se aproxima do real, infinito no tempo. Quanto maior o trecho de fibra óptica percorrido pelo sinal, maior o valor da dispersão acumulada e mais coeficientes são necessários para projetar o filtro digital que a compensa. Essa filtragem é denominada “equalização estática” da resposta do canal pois, uma vez definidos o comprimento total e perfil de dispersão cromática do enlace de fibra óptica, esse filtro não mais se altera em todo processo de recepção.

3.3 Sincronização

A sincronização é uma das operações fundamentais em transmissão digital. Ela permite ao receptor determinar, para uma dada sequência de sinais recebida, os melhores instantes de amostragem a serem utilizados na decisão dos símbolos transmitidos [21]. Em outros termos, uma vez que os símbolos são modulados sobre uma sequência de pulsos, a sincronização tem como alvo buscar

CAPÍTULO 3. Processamento Digital de Sinais

com que o instante de decisão do símbolo recebido coincida com o instante de amostragem no centro do pulso correspondente, de forma a garantir que a razão sinal-ruído seja máxima em cada instante de decisão, permitindo que a estimativa da informação recebida seja a melhor possível.

Sistemas de transmissão óptica coerente, em sua atual abordagem, implementam a sincronização no domínio digital via algoritmos baseados no algoritmo de Gardner, proposto para sinais modulados por chaveamento de fase (*Phase Shift Keying*, PSK) em 1986 [28]. Em termos gerais, tais sincronizadores são algoritmos retroalimentados que se valem de determinadas características de amplitude das sequências de pulsos transmitidas para estimar os instantes ótimos de decisão. Detalhes sobre a implementação de algoritmos para sincronização em receptores coerentes podem ser vistos em [30-32].

3.4 Demultiplexação de polarização

O uso de multiplexação em polarização em transmissão coerente exige o emprego de equalizadores dinâmicos no processamento da informação recebida. Isto ocorre porque, embora na saída do modulador o sinal seja constituído por dois planos de polarização ortogonais (X e Y) bem definidos, ao alcançar a entrada do receptor, o ângulo estabelecido pelos planos com relação à orientação dos eixos da híbrida é aleatório e variante no tempo. Essa aleatoriedade é oriunda do acúmulo de diversos fenômenos físicos que afetam o estado de polarização dos sinais durante sua propagação. Entre eles, destaca-se a dispersão dos modos de polarização (*Polarization Mode Dispersion*, PMD), que promove variações relativamente rápidas no estado de polarização do sinal propagante.

Do ponto de vista do receptor óptico coerente, a aleatoriedade do estado de polarização recuperado implica na sobreposição das informações transmitidas em X e Y durante o processo de mapeamento do domínio óptico para o domínio elétrico e digital. Em termos gerais, ocorre uma mistura das duas fontes de informação, representadas por cada polarização.

O equalizador dinâmico é um filtro de resposta ao impulso finita (FIR) cujos coeficientes são atualizados com uma frequência fixa ou variável de acordo com alguma regra pré-estabelecida. São duas as principais funções do equalizador dinâmico [25]: (1) compensar efeitos dinâmicos/estocásticos (PMD) e dispersões residuais remanescentes do equalizador estático; (2) efetuar a separação das fontes de informação da mistura, ou a separação das polarizações ortogonais

transmitidas (X e Y), que corresponde à operação de demultiplexação das polarizações transmitidas.

Nessa função são predominantes os equalizadores dinâmicos ditos “cegos”, ou que operam “equalização cega” de sinais. No geral, são variantes do algoritmo de módulo constante (*Constant Modulus Algorithm*, CMA), que operam a equalização e demultiplexação em polarização empregando métodos de atualização dos coeficientes do filtro baseados em parâmetros estatísticos do sinal transmitido. Informações detalhadas sobre o CMA e suas variantes empregadas em PDS para receptores ópticos coerentes podem ser encontradas em [24 -25].

3.5 Recuperação da portadora

Os formatos de modulação de alta eficiência espectral utilizados em sistemas de transmissão óptica coerente utilizam, em geral: fase, amplitude e polarização da portadora no mapeamento da informação [29]. A utilização da fase da portadora como parâmetro da modulação implica na necessidade de que a frequência e fase do laser sejam conhecidas com um grau mínimo de acurácia pelo receptor.

Na prática seria necessário que o laser oscilador local apresentasse exatamente a mesma frequência de oscilação da portadora e um valor de fase conhecido durante todo o processo de recepção do sinal. Todavia, como visto anteriormente, tanto o laser do transmissor quanto o oscilador local não são dispositivos de perfeita coerência espectral [1].

A largura de linha espectral e o ruído de fase característicos de cada laser implicam sempre num intervalo de incerteza sobre frequência e a fase de oscilador local e portadora. No entanto, mantendo-se a característica de operação dos dispositivos dentro de certos limites é possível que a coerência da recepção seja alcançada estimando-se os desvios de fase e frequência entre portadora e oscilador local de forma a, baseado nessa estimativa, equalizar o sinal diretamente no domínio digital. Detalhes adicionais sobre o processo de recuperação da portadora no domínio digital podem ser encontrados em [24 -25].

3.6 Decisão da sequência de bits recuperada

A passagem das amostras do sinal recebido pelo conjunto de algoritmos de equalização, sincronização e recuperação da portadora permite ao receptor identificar os instantes ótimos de decisão nos intervalos de símbolos transmitidos. Em tais instantes, a razão sinal-ruído deve ser máxima.

O processo de decisão do(s) símbolo(s) que corresponde(m) com maior probabilidade ao conjunto de amostras do sinal recebido pode ser feita de diversas maneiras.

Os decisores mais simples operam considerando apenas as amostras de sinal dentro do período do símbolo que se deseja estimar. Nesse caso, apenas a informação disponível num período de sinalização é utilizada na decisão de qual símbolo, ou conjunto de bits, foi transmitido.

Outras abordagens utilizam conjuntos de amostras do sinal recebido durante uma sequência de períodos de sinalização para decidir que símbolo, ou conjunto de símbolos, foi transmitido em determinado intervalo de tempo, utilizando não apenas informação do intervalo correspondente ao símbolo em questão, mas também a informação dos intervalos de símbolo anteriores. Esse tipo de decisor é utilizado em situações em que os algoritmos de equalização não compensam totalmente a interferência entre símbolos presente no sinal. Nessas condições, decisores de sequências podem tomar proveito da memória induzida entre símbolos vizinhos para conseguir um ganho de desempenho com relação aos decisores símbolo-a-símbolo [21].

Os decisores de sequências mais comuns são o de máxima probabilidade *a posteriori* (*Maximum a Posteriori*, MAP) [33-34] e de máxima verossimilhança (*Maximum Likelihood Sequence Estimation*, MLSE) [35-36]. Algoritmos de decisão MAP ou MLSE possuem aplicabilidade limitada, devido às suas elevadas complexidades computacionais com grande requerimento de recursos de processamento e memória, principalmente quando é grande o número de símbolos da constelação utilizada. Todos os resultados apresentados nesse trabalho foram obtidos com o emprego de decisores símbolo-a-símbolo, ou seja, sem o uso de MAP ou MLSE.

3.7 Códigos Corretores de Erro

Outro papel importante no processo de decisão das sequências de bit recuperadas é cumprido pelos códigos corretores de erro (*Forward Error Correction Codes*, FEC Codes) [8]. Não importa

quão bom o desempenho dos algoritmos de equalização possa ser, nunca é possível restaurar a OSNR do sinal recebido, uma vez que a mesma foi degradada. Adicionalmente, aumentando-se o tamanho da constelação empregada na modulação, incrementa-se também o valor mínimo de OSNR requerido na entrada do receptor, porque a distância euclidiana média entre dois pontos da constelação diminuiu tornando mais difícil a distinção entre dois estados diferentes. Apenas o uso de FEC pode compensar significativamente o desempenho limitado por baixos valores de OSNR.

Em comunicações ópticas coerentes, tais códigos são necessários para estabelecer a chamada transmissão “livre de erros” (taxas de erro de até 10^{-12} ou mesmo 10^{-15}), dado que o desempenho da transmissão em sistemas ópticos coerentes de médio e longo alcance e alta capacidade, em geral, não atende a essa requisição sem o emprego de FEC.

O uso de FEC permite ganhos de codificação equivalentes a ganhos de OSNR na entrada do receptor em troca de um incremento percentual na taxa de sinalização do transmissor (portanto, na ocupação espectral do sinal modulado) devido à adição de bits de redundância na informação transmitida. Esquemas de FEC propostos recentemente utilizam entre 7 e 25% de redundância, com ganhos de codificação próximos a 10 dB [8].

O desafio dos projetistas de FEC para sistemas ópticos coerentes consiste na busca de arquiteturas de codificação e, principalmente, decodificação que sejam computacionalmente eficientes e implementáveis em sistemas operando em tempo real. A referência [8] é um excelente guia sobre FEC para comunicações ópticas coerentes.

Todos os resultados expostos neste trabalho consideram que o sistema de transmissão emprega um código corretor de erros que utiliza 7% de redundância e possui um ganho de codificação suficiente para que se considere “livre de erros” um sistema que apresente uma taxa de erro de bits máxima de $3,8 \cdot 10^{-3}$ antes da decodificação para correção de erros.

3.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as operações básicas desempenhadas via PDS para tratamento dos sinais detectados em receptores ópticos coerentes. Esse conjunto de rotinas realiza no domínio digital as operações de sincronização, recuperação de portadora, estimação e compensação da dispersão cromática, equalização da PMD tendo como objetivo final a estimação da informação

CAPÍTULO 3. Processamento Digital de Sinais

enviada pelo transmissor. Essa abordagem permite flexibilidade sobre número e finalidade de funções que podem ser aplicadas sobre as amostras capturadas de sinal.

Os algoritmos que foram utilizados no tratamento de todos os dados experimentais presentes neste trabalho estão descritos em [25, 30] e nas demais referências dadas neste capítulo.

No capítulo seguinte estão discutidas algumas questões que se postam como desafios para o avanço da tecnologia de transmissores ópticos coerentes para redes ópticas de alta capacidade.

4 Limitações de Projeto de Sistemas Ópticos Coerentes

Por envolver o estado da arte de diferentes tecnologias, como microeletrônica e integração fotônica, o desenvolvimento de sistemas ópticos coerentes em altas taxas de transmissão está condicionado aos avanços e limitações que cada uma apresenta. É este primeiro conjunto de fatores que define os limites do que é possível ser feito com a tecnologia disponível.

Para que seja útil faz-se necessário que a nova tecnologia de transmissão esteja de acordo com a padronização já existente nas redes ópticas, de forma que possa coexistir com outras tecnologias que lá já estão presentes. Nesse caso surge um segundo conjunto de diretivas que seleciona dentre as possibilidades existentes aquela(s) que melhor atende(m) tais requerimentos.

Este capítulo discutirá o cenário dos sistemas de comunicações ópticas coerentes com enfoque em algumas das principais limitações que tornam desafiadoras a implementação prática dos sistemas que sucederão a tecnologia de transmissão 100 Gb/s por canal. Esse contexto permeia o cenário onde o tema desta dissertação se insere, sendo também um pilar de motivação para o trabalho reportado.

4.1 Limitação de Banda do Canal WDM

Transmissores 100 Gb/s DP-QPSK operam com uma taxa de transmissão efetiva de 112 ou 128 Gb/s, quando adicionada a redundância dos códigos corretores de erro. Dessa forma, uma vez que cada símbolo transmitido representa quatro bits, a taxa de símbolos efetiva corresponde a 28 ou 32 Gbaud (giga símbolos por segundo). Com o formato de pulso não retorno ao zero (NRZ) empregado na transmissão de cada símbolo, a portadora modulada ocupa entre 56 e 64 GHz de banda espectral, aproximadamente. Considerando que a tecnologia de multiplexação densa por divisão de comprimento de onda (*Dense Wavelength Division Multiplexing*, DWDM) atualmente disposta nas redes ópticas estabelece uma largura de banda de 50 GHz para cada canal, percebe-se claramente que a larga disponibilidade de espectro, vivenciada historicamente nas comunicações ópticas, já não é o cenário correspondente à realidade atual.

CAPÍTULO 4. Limitações de Projeto de Sistemas Ópticos Coerentes

Portanto, mesmo transmissões 100 Gb/s DP-QPSK já necessitam trafegar em canais cuja limitação de banda não é um fator desprezível, dado o conteúdo espectral dos sinais. A evolução para sistemas coerentes de mais altas taxas de transmissão e maior eficiência espectral necessariamente terá que lidar com a limitação de banda do canal como um fator crucial de projeto.

4.2 Limitação de Resposta em Frequência dos Componentes Optoeletrônicos

A tecnologia fotônica que possibilitou a construção de dispositivos integrados em substratos de niobato de Lítio [37] foi um dos fatores chave que permitiu a construção dos moduladores ópticos empregados nas primeiras gerações de sistemas coerentes. Entretanto, devido às características físicas e construtivas desses dispositivos, o mapeamento do sinal elétrico modulante na portadora a ser modulada é uma operação limitada em banda de frequências, tipicamente em torno de 22 GHz para dispositivos comerciais empregados em transmissores 100 Gb/s DP-QPSK.

De maneira análoga, o *front-end* dos receptores coerentes comerciais, responsável pelo mapeamento linear de sinais no domínio óptico para o domínio elétrico, possui uma limitação de banda de mesma ordem [38-39]. Tais limitações restringem o aumento da taxa de símbolos transmitidos por segundo e, conseqüentemente, estabelecem um máximo para a largura de banda do sinal modulado passível de transmissão.

4.3 Limitação dos Conversores Digital-analógico e Analógico-digital

O aumento da eficiência espectral da transmissão pode ser alcançado mantendo-se a mesma taxa de transmissão de símbolos, mas aumentando o número de bits por símbolo transmitido. Isto implica no emprego de formatos de modulação com maior número de símbolos na constelação. Dos formatos estudados no estado da arte da pesquisa em sistemas ópticos coerentes, as modulações N-QAM ($N = 16, 32, 64$, etc.) são predominantes. Todavia, o emprego dessas modulações exige usualmente a geração prévia de sinais elétricos modulados em diferentes níveis de amplitude via conversores digital-analógico (DACs) [40].

A qualidade dos sinais elétricos na saída dos DACs depende do número de bits de resolução da saída do conversor e da taxa de bits convertida por segundo. Quanto maior o número efetivo de bits de resolução (*Effective Number of Bits*, ENOB), melhor a qualidade do sinal analógico gerado. Por outro lado, quanto maior a densidade de símbolos da constelação QAM, maior o requerimento de razão sinal-ruído dos sinais elétricos que a gerarão com desempenho aceitável. Naturalmente, o emprego de modulações N-QAM com elevados valores de N exige, em contrapartida, maior ENOB dos DACs [29]. O mesmo requerimento dá-se com relação ao conversor analógico-digital (ADC) utilizado pelo receptor para a digitalização do sinal elétrico recuperado.

O ENOB é uma variável crítica que restringe o número de formatos N-QAM que podem ser utilizados na prática. A construção de DACs e ADCs capazes de fornecer um ENOB elevado, em uma banda que seja compatível com as frequências de sinalização e eficiência espectral da ordem daquelas solicitadas pelas novas tecnologias de transmissão óptica, ainda se põe como desafio para a microeletrônica.

4.4 Limitação por Não-linearidades do Canal

Diversos fenômenos decorrentes da propagação eletromagnética pela fibra óptica tendem a gerar o que, de maneira geral, pode ser definido como comportamento não-linear do canal. As não-linearidades que afetam o sinal durante sua propagação na fibra estão relacionadas principalmente a fenômenos originados pelo *efeito Kerr*, que causa uma variação do índice de refração do meio em função da amplitude do campo elétrico da portadora propagante [41].

Os resultados da atuação desses efeitos sobre o sinal transmitido são distorções não-lineares de amplitude e fase que não podem ser ou não são facilmente compensadas via algoritmos tradicionais de equalização, em grande parte dos casos. Por conseguinte, uma vez que amplitude e fase são parâmetros da portadora que carregam a informação modulada, o comportamento não linear do meio pode degradar severamente o desempenho de um sistema de transmissão óptica coerente.

É possível compensar alguns desses efeitos utilizando processamento digital de sinais dedicado. No entanto, grande parte dessas técnicas apresenta considerável complexidade computacional, o que as torna inviáveis para aplicações em sistemas operando em tempo real.

CAPÍTULO 4. Limitações de Projeto de Sistemas Ópticos Coerentes

De modo genérico, os fenômenos não-lineares da fibra estabelecem aos sinais que serão transmitidos uma fronteira de máximos valores de potência, acima dos quais a recuperação da informação é severamente prejudicada, ou inviabilizada. Novamente, uma vez que a margem de erro de fase e amplitude é tanto menor quanto maior o tamanho da constelação QAM, o comportamento não-linear da fibra óptica é mais uma variável que deve ser considerada na escolha dos formatos de modulação a serem utilizados, sendo severas as restrições ao emprego de formatos de modulação com grande número de símbolos.

4.5 Limitações do Processamento Digital de Sinais

Algoritmos de processamento digital de sinais tem papel fundamental nos receptores ópticos coerentes digitais. Sincronização, recuperação de fase e frequência da portadora, equalização dinâmica e estática estão entre as operações realizadas sobre o sinal digitalizado, sendo indispensáveis para a estimação ótima dos símbolos transmitidos.

Altas taxas de transmissão exigem processamento contínuo e massivo em frequências elevadas. Por sua vez, o processamento em tempo real estabelece limites máximos na demanda e acionamento de recursos de hardware e complexidade computacional apresentadas pelos algoritmos. Todo o processamento deve admitir um nível aceitável de latência da comunicação. Por exemplo, algoritmos de compensação de efeitos não-lineares da fibra óptica ainda possuem complexidade computacional proibitiva para aplicações em tempo real.

O processamento digital de sinais está presente também nos transmissores propostos para uso de formatos de modulação N-QAM de ordem elevada. Emprega-se filtragem digital para formatação do espectro, com o emprego de sequências de pulsos de Nyquist [42], e pré-equalização de filtragens e distorções do canal. As formas de onda geradas no domínio digital são convertidas ao domínio analógico via DACs com resolução e taxa de amostragem adequadas. Essa abordagem, entretanto, traz para o transmissor as mesmas questões de complexidade já descritas para o receptor e os seus ganhos também dependem necessariamente do desempenho dos DACs (seção 4.3).

4.6 Conclusão

Cada vez mais os sistemas de transmissão implantados na camada física das redes ópticas aproxima a capacidade instalada da capacidade possível de ser alcançada por fibra óptica. Embora a tecnologia empregada em sistemas de transmissão óptica coerente evolua continuamente, existem limitações que não são facilmente superadas, pois relacionam-se com o estado da arte de diversas áreas de pesquisa e desenvolvimento, como Microeletrônica e Fotônica.

Neste capítulo foram citadas e brevemente discutidas algumas das principais variáveis que dificultam o problema de como aumentar a capacidade dos sistemas de transmissão óptica coerente, incrementando a eficiência espectral por fibra óptica. Tais limitações devem ser levadas em conta no projeto de transmissores e receptores para sistemas operando com taxas de 400 Gb/s e 1 Tb/s por canal, que sucederão a tecnologia de transmissão 100 Gb/s DP-QPSK, já comercial.

O Capítulo 5 introduzirá o problema abordado nesse trabalho, que consiste em como elevar a eficiência espectral da transmissão considerando estas condições de contorno descritas no Capítulo 4.

CAPÍTULO 4. Limitações de Projeto de Sistemas Ópticos Coerentes

5 Incrementando a Capacidade dos Sistemas Coerentes

Um transmissor 100 Gb/s NRZ DP-QPSK opera com eficiência espectral (SE) de 2 b/s/Hz. Apresentar uma SE maior que 2 b/s/Hz na banda de frequências utilizável das fibras comerciais é um dos requisitos necessários para que as próximas gerações dessa tecnologia consigam aumentar a capacidade de tráfego do núcleo das redes ópticas reduzindo o custo por bit transmitido. Segundo tendências históricas, espera-se que a tecnologia de transmissores sucessora das taxas de 100 Gb/s seja capaz de transmitir 400 Gb/s por canal WDM com eficiência espectral maior do que 4 b/s/Hz [43]. Esta, por sua vez, deverá ser seguida pelos transmissores a Tb/s por canal WDM.

O estágio seguinte de incremento da SE dos transmissores coerentes será alcançado manipulando-se principalmente dois graus de liberdade fundamentais em transmissores digitais: o formato de modulação e o confinamento espectral dos pulsos utilizados na sinalização [3]. Em particular, o confinamento espectral do sinal modulado está diretamente relacionado com a utilização de pulsos de Nyquist (cosseno levantado). Para gerar eletricamente formas de onda dessa natureza, a informação a ser transmitida deve passar por um pré-processamento no domínio digital. Na prática, isto significa que uma filtragem digital deve ser aplicada antes da conversão do sinal digital para o sinal RF em banda base. A conversão para banda base em RF, por conseguinte, deve ser realizada por DACs [44].

Todavia, o emprego dos DACs encontra restrições, para geração de sinais em formatos de modulação N-QAM, com $N \geq 16$, e taxas de sinalização por portadora da mesma ordem daquelas padronizadas nos sistemas de 100 Gb/s, próximas a 32 Gbaud [45] devido à limitações de banda e ENOB dos mesmos. Esse problema pode ser contornado reduzindo a taxa de transmissão de símbolos por portadora para valores adequados às limitações dos DACs. Entretanto, para o projeto de transmissores operando em altas taxas de transmissão de bits, reduzir a taxa de sinalização do sistema para possibilitar o emprego de formatos de modulação N-QAM implica na necessidade de paralelização, ou seja, requer-se o uso de um número maior de portadoras por canal para que seja possível agregar o total da taxa de transmissão de bits desejada. Quadruplicar o número requerido de portadoras, por exemplo, também implica em quadruplicar o número de lasers e moduladores

CAPÍTULO 5. Incrementando a Capacidade dos Sistemas Coerentes

no transmissor, levando a um acréscimo de complexidade do transmissor no aspecto de integração de componentes optoeletrônicos.

Dessa forma, admitir o uso de DACs de altas taxas de amostragem no transmissor também exige uma solução de relevante complexidade para integração dos dispositivos.

Por outro lado, uma vez exposto esse cenário, ao se considerar a presença apenas de geradores elétricos binários NRZ, sem a figura dos DACs, assim como especificado no padrão 100 Gb/s OIF, surgem os problemas que constituíram a principal motivação deste trabalho. São eles:

- Existe uma abordagem que admita todas as limitações detalhadas no Capítulo 4, em especial as mesmas taxas de transmissão de símbolo do padrão 100 Gb/s e que consiga incrementar a eficiência espectral do transmissor, comparativamente ao transmissor 100 Gb/s NRZ DP-QPSK padrão?
- Uma vez definida esta técnica, ela permite projetar um transmissor que atenda às requisições de eficiência espectral e taxa de bits por segundo por canal esperadas nas próximas gerações de sistemas de transmissão coerente para redes ópticas de alta capacidade?

Em síntese, este trabalho buscou desenvolver abordagens alternativas para o projeto de transmissores ópticos de alta eficiência espectral, considerando uma esfera de limitações maior do que a maioria das propostas do estado da arte.

Definidos os problemas a serem atacados, optou-se por um estudo que dispôs de três graus de liberdade do sistema: estudo da viabilidade da utilização de uma constelação 16QAM, capaz de alcançar o dobro da eficiência espectral da constelação QPSK (passo 1); o emprego de formatos de pulso RZ com ciclo de trabalho de 50% juntamente com pré-filtragem do sinal modulado com o emprego de filtros ópticos passa-banda, em contrapartida ao uso de filtragem digital de Nyquist em conjunto com DACs (passo 2); e avaliação do menor espaçamento espectral possível entre as portadoras moduladas (passo 3).

A meta do passo 1 foi dobrar a taxa de transmissão, passando de 100 Gb/s a 200 Gb/s por portadora modulada, mantendo-se a mesma taxa de símbolos transmitidos por segundo. Os passos 2 e 3 foram relacionados à segunda parte do trabalho, que buscou mostrar que o estreitamento de

ocupação espectral das portadoras pré-filtradas pode viabilizar uma transmissão a 400 Gb/s por canal em um sistema WDM com 5.6 b/s/Hz de eficiência espectral e com alcance da transmissão em distâncias suficientes para cobrir enlaces de redes metropolitanas.

As próximas seções irão versar sobre o cenário de aplicabilidade deste trabalho e os benefícios de algumas abordagens, sobre as quais foram baseados os resultados e propostas que estão discutidos nos capítulos subsequentes.

5.1 Formatos de Pulso RZ e Pré-filtragem Óptica

Mesmo antes da consolidação da tecnologia de comunicações ópticas coerentes, formatos de pulso RZ já haviam sido considerados na literatura como uma opção para contrapor algumas limitações em transmissores não coerentes. Mostra-se em [46-48] que, para diferentes cenários sob influência de efeitos não-lineares e condições de dispersão cromática da fibra, a transmissão de pulsos RZ pode apresentar um desempenho superior com relação à transmissão com pulsos NRZ.

Considerando a mesma taxa de símbolos por segundo, sinais modulados com pulsos RZ apresentam um espectro de potência consideravelmente mais largo do que com pulsos NRZ e sua geração comumente requer uma cascata de moduladores de Mach-Zehnder (MZ). Assim, transmissores RZ possuem mais alta complexidade de construção e necessitam de uma grade WDM com maior espaçamento entre as frequências centrais de modo a contornar efeitos de interferência entre canais vizinhos, ou *crosstalk*.

Entretanto, como visto em [49] para um sistema que faz uso de transmissão não coerente, é possível aliar o formato de pulso RZ com uma filtragem óptica na saída do transmissor de forma a reduzir a largura do espectro da portadora modulada, aumentando a eficiência espectral da transmissão e reduzindo as penalidades de desempenho devido ao *crosstalk*. Existem ainda considerações adicionais que podem ser feitas sobre vantagens advindas do uso de pulsos RZ.

Na subseção 5.1.1 será descrito como o uso de pulsos RZ pode reduzir o impacto do *chirp* no desempenho de formatos de modulação N-QAM. A seção 5.2.2 mostrará porque o uso da pré-filtragem óptica pode incrementar a eficiência espectral do sistema sem penalizar seu desempenho devido à adição de ISI aos sinais.

5.1.1 Redução do *Chirp* Induzido pelos Moduladores de LiNbO_3 em Sinais Modulados com N-QAM

O termo em Inglês *chirp* é traduzido para o Português como “gorjeio”. No contexto geral das comunicações ópticas, *chirp* é utilizado para indicar um efeito de variação temporal da fase de uma portadora, ou variação instantânea de sua frequência central, induzido indiretamente por uma variação instantânea de amplitude da mesma [1]. O *chirp* surge em uma variedade de situações e é normalmente uma desvantagem em sistemas de transmissão WDM.

Em sistemas que empregam modulação direta de amplitude, a modulação de frequência residual do *chirp* promove um considerável alargamento espectral dos lasers [50], o que deteriora o desempenho de sistemas limitados por dispersão cromática [1] e/ou ruído de fase [51-52]. Se a portadora detém potência suficiente para que as não-linearidades instantâneas de Kerr [9] não sejam desprezíveis durante a propagação do sinal na fibra, o *chirp* também pode se originar do fenômeno não-linear de auto-modulação de fase (*Self Phase Modulation*, SPM) [1]. Sinais gerados em transmissores que empregam moduladores externos também estão sujeitos ao impacto do *chirp* residual proveniente do processo de modulação da portadora [53]. Um caso particular dos componentes dessa classe são os transmissores baseados em moduladores de Mach-Zehnder construídos em substratos de niobato de Lítio (LiNbO_3) [21, 54], que é o material mais utilizado na construção dos moduladores IQ empregados nos sistemas de transmissão óptica coerente.

Em transmissões ópticas coerentes a presença de *chirp* nos sinais que chegam ao receptor, do ponto de vista do processamento digital, traduz-se num incremento da variância do ruído de fase da portadora. Como mostrado em [55], esse fenômeno afeta seriamente o desempenho dos equalizadores lineares utilizados no receptor digital coerente. Quanto maior a constelação N-QAM empregada na transmissão, menor a tolerância do receptor coerente ao ruído de fase presente no sinal e, portanto, ao *chirp*. Isso ocorre principalmente devido à redução da distância média entre os símbolos vizinhos da constelação. Segundo [53], o *chirp* de um modulador externo pode ser unicamente caracterizado pelo parâmetro α , definido pela equação (23):

$$\alpha = 2E(t) \cdot \frac{\left(\frac{d\varphi(t)}{dt}\right)}{\left(\frac{dE(t)}{dt}\right)} \quad (23)$$

onde $E(t)$ é a amplitude do campo elétrico da portadora e $\varphi(t)$ a fase da mesma. Logo, o parâmetro α é diretamente proporcional ao *chirp*.

Pode-se extrair algumas constatações analisando a dinâmica exposta na equação (23). Primeiramente, em portadoras moduladas o *chirp* surge durante as transições entre símbolos, uma vez que fora dos instantes de transição não há variação de amplitude ou fase induzida pelo modulador. Segundo, como α é diretamente proporcional a $E(t)$, pode-se afirmar que o efeito do *chirp* será tão mais pronunciado quanto maior for a amplitude/potência do campo nos instantes de transição entre símbolos. Isto implica que as transições entre símbolos de maior energia das constelações N-QAM devem ser mais afetadas pelo *chirp* dos moduladores do que transições entre símbolos de menor energia. Desse modo, observando os diagramas de olho de potência óptica, obtidos via simulação numérica e ilustrados na Figura 5.1, é fácil ver que o emprego de sequências de pulsos RZ na modulação deve ocasionar um menor impacto do *chirp*, melhorando a qualidade do sinal que chega ao receptor, em comparação ao caso NRZ.

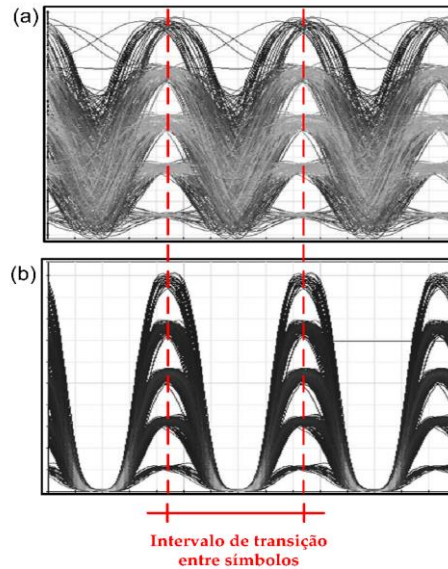


Figura 5.1. Diagramas de olho obtidos a partir da medida de potência do sinal óptico modulado com DP-16QAM empregando sequências de (a) Pulsos NRZ; (b) Pulsos RZ.

CAPÍTULO 5. Incrementando a Capacidade dos Sistemas Coerentes

Na Figura 5.1(a) visualiza-se o diagrama de olho obtido com a monitoração de potência de um sinal DP-16QAM modulado com uma sequência de pulsos NRZ. Claramente, a potência média e, portanto, a amplitude média do campo da portadora modulada durante os intervalos de transição de símbolos é consideravelmente maior do que em Figura 5.1(b), em que é utilizada uma sequência de pulsos RZ. Em Figura 5.1(b) todas as linhas indicando a potência da portadora durante as transições entre símbolos passam pelo nível zero. De acordo com a equação (23), espera-se que o parâmetro α em Figura 5.1(b) seja menor do que em Figura 5.1(a).

Portanto, como citado em [21] e avaliado em [55], o uso de sequências de pulsos RZ na modulação é uma forma de reduzir os efeitos do *chirp* oriundo do processo de modulação externa da portadora. Também em [55] mostra-se que o *chirp* tende a reduzir a robustez dos sinais modulados contra efeitos de filtragem, o que também suporta a opção de emprego de formatos de pulso RZ segundo os argumentos que são colocados na seção 5.1.2 e como foi verificado nos resultados experimentais relatados na seção 6.2.

O preço pelas benéficas do uso de formatos de pulso RZ é a perda de eficiência espectral na transmissão, uma vez que os espectros de sinais modulados com formatos de pulso de menor duração ocupam um intervalo maior de frequências. No que tange os sistemas de transmissão digital óptica coerente para redes de alta capacidade, este é um sério problema, uma vez que alta eficiência espectral é um requisito dos mesmos.

A principal proposta deste trabalho segue na seção 5.1.2, que mostra como o emprego de formatos de pulso RZ pode ser combinado com uma filtragem óptica passa-faixa estreita no transmissor para ganhar eficiência espectral na operação do sistema sem prejudicar o desempenho de uma transmissão com recepção limitada em banda.

5.1.2 Pré-filtragem Óptica e Casamento de Filtros na Recepção Coerente Limitada em Banda

O parâmetro que define o desempenho de taxa de erro de bits em um sistema de transmissão digital que opera sobre um canal de comunicações sujeito apenas a ruído aditivo gaussiano branco é a razão entre as potências de sinal e ruído, ou SNR, na entrada do receptor nos instantes de decisão de cada símbolo transmitido [20].

CAPÍTULO 5. Incrementando a Capacidade dos Sistemas Coerentes

Dadas as características do conjunto de sinais selecionado pelo transmissor para representar os símbolos a serem transmitidos e dos sinais que são recuperados no receptor após a passagem pelo canal de comunicações, estrutura-se um problema clássico em teoria de comunicações digitais que procura definir o receptor que otimiza o desempenho da transmissão. Intuitivamente, a resposta deve levar ao receptor que maximiza a SNR nos instantes de decisão dos símbolos transmitidos. Tal receptor é conhecido na literatura como *filtro casado* [20]. Para ilustrar o conceito do filtro casado considere o modelo linear de um sistema de comunicações ópticas coerentes ilustrado na Figura 5.2.

Na Figura 5.2 temos um sistema idealizado, onde $x(t)$ representa a forma de onda do símbolo transmitido, $h(t)$ a resposta ao impulso simplificada da fibra (desprezando-se as não-linearidades do canal), $n(t)$ o ruído aditivo gaussiano na entrada do receptor.

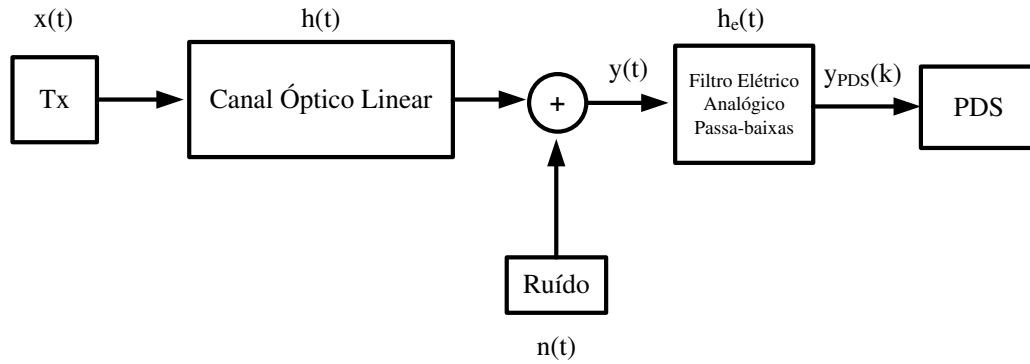


Figura 5.2: Modelo linear de um canal de comunicações ópticas coerentes.

Todos os sinais são definidos em banda base, uma vez que para simplificação e sem perda de generalidade da análise admite-se coerência perfeita entre transmissor e receptor. Desse modo, o sinal $y(t)$ que chega à entrada do receptor pode ser descrito por (24):

$$y(t) = x(t) * h(t) + n(t) \quad (24)$$

onde $x(t) * h(t)$ representa a operação de convolução entre o sinal $x(t)$ e a resposta ao impulso da fibra $h(t)$. No receptor o sinal é convertido linearmente do domínio óptico para o domínio elétrico e, em seguida, para uma representação digital. Neste ponto, um fato importante deve ser considerado na análise: as restrições de banda dos componentes elétricos responsáveis pela

CAPÍTULO 5. Incrementando a Capacidade dos Sistemas Coerentes

conversão optoeletrônica. Dessa forma, considerando que o sistema linear equivalente à concatenação da resposta em frequência dos fotodiodos balanceados, das linhas de transmissão e das interfaces de amostragem dos ADCs podem ser representadas no tempo pela resposta ao impulso linear $h_e(t)$, temos a seguinte expressão para obter o sinal $y_{PDS}(t)$ que, de fato, será amostrado e digitalizado (25):

$$y_{PDS}(t) = y(t) * h_e(t) + n_e(t) \quad (25)$$

onde $n_e(t)$ representa o ruído resultante no domínio elétrico que é adicionado ao sinal. Desenvolvendo (25), temos:

$$y_{PDS}(t) = x(t) * h(t) * h_e(t) + n_e(t) \quad (26)$$

$$y_{PDS}(t) = (x(t) * h_e(t)) * h(t) + n_e(t) \quad (27)$$

Como a fibra óptica é aqui considerada um canal linear, a comutação das convoluções de (26) para (27) é permitida. Logo, uma vez que a resposta ao impulso $h(t)$ é um filtro passa-tudo [1], a maximização do valor potência de sinal equivale à maximização da energia da convolução $x(t) * h_e(t)$. Aplicando a desigualdade de Cauchy-Schwarz, temos (28):

$$\|x(t) * h_e(t)\|^2 = \|x(t) * h_e(-t)\|^2 \leq \|x(t)\|^2 \cdot \|h_e(-t)\|^2 \quad (28)$$

onde $*$ é operador convolução e $\star$ o operador correlação [56]. Para sistemas construídos na prática, podemos considerar sem perda de generalidade $h_e(t) = h_e(-t)$. Dessa forma, restringindo-se (28) ao caso onde a igualdade é verificada, temos (29):

$$\|x(t) * h_e(t)\|^2 = \|x(t)\|^2 \cdot \|h_e(t)\|^2 \rightarrow x(t) = \beta \cdot h_e(t) \quad (29)$$

onde β é um escalar não nulo que representa um fator de ganho de amplitude. Portanto, uma vez que potência do ruído $n_e(t)$ é finita e depende apenas da banda do receptor, o máximo valor de potência de sinal e, conseqüentemente, de razão sinal-ruído que poderá ser entregue ao tratamento das rotinas de PDS é obtido quando $x(t)$ está “casado” com $h_e(t)$, ou seja:

CAPÍTULO 5. Incrementando a Capacidade dos Sistemas Coerentes

$$\arg \max SNR_{y_{PDS}} (x(t)) = \alpha \cdot h_e(t) \quad (30)$$

A conclusão indicada por (30) pode ser interpretada qualitativamente da seguinte maneira, considerando-se um sistema prático: dado que o receptor é caracterizado por uma resposta em frequência limitada em banda e que a potência disponível no transmissor para geração dos sinais é limitada, o melhor desempenho possível de ser obtido no traslado da informação se dará quando o espectro da sequência de pulsos gerados no transmissor for “casado” com a resposta em frequência do receptor. O problema de otimização se resume então em como gerar o espectro desejado no transmissor para que a máxima razão sinal ruído seja obtida no receptor. Pode-se focar agora no sistema ilustrado na Figura 5.3. Nesse sistema mostra-se um transmissor que emprega uma filtragem óptica passa-faixa num sinal modulado com emprego de sequências de pulsos RZ

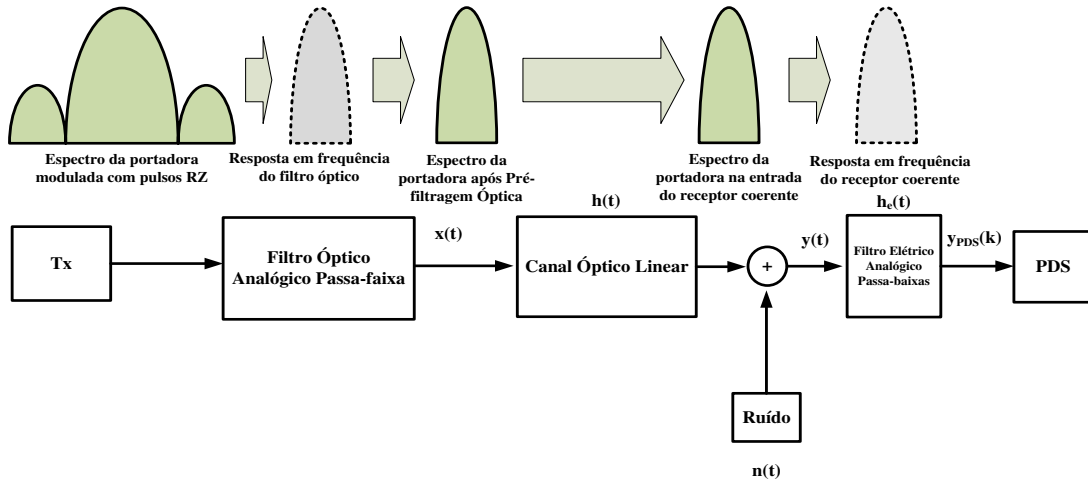


Figura 5.3: Modelo linear de um sistema de comunicação óptica coerente digital que emprega pré-filtragem óptica na transmissão e possui um receptor limitado em banda.

Essencialmente o que está mostrado na Figura 5.3 é que a eficiência espectral de um sinal modulado com uma sequência de pulsos RZ pode ser incrementada filtrando-se parte da potência que está *fora da banda* do receptor coerente. A equação (30) garante que a SNR vista pelo receptor continuará a mesma, a máxima possível, desde que as condições de casamento de filtros sejam garantidas.

Conclui-se, portanto, que é possível reduzir controladamente a potência nas laterais do espectro do sinal modulado, sem prejuízo de desempenho na recepção. Isto implica na redução da

CAPÍTULO 5. Incrementando a Capacidade dos Sistemas Coerentes

ocupação espectral do sinal modulado, ou seja, num incremento da eficiência espectral da transmissão, mantendo-se os benefícios do uso dos formatos RZ (seção 5.1.1).

5.2 Conclusão

Neste capítulo foram debatidas as estratégias propostas e desenvolvidas ao longo da evolução do trabalho reportado nesta dissertação.

Na seção 5.1.1, o problema do *chirp* proveniente da modulação externa foi explicitado, bem como suas implicações para o desempenho da transmissão. Em contrapartida, foram discutidas as vantagens que podem ser obtidas com o uso de formatos de pulso RZ em transmissores ópticos coerentes que empregam formatos de modulação N-QAM e a desvantagem causada pela perda de eficiência espectral da transmissão.

Por fim, a seção 5.1.2 descreveu analiticamente como a eficiência espectral do sistema pode ser melhorada com o emprego da técnica de pré-filtragem óptica, considerando que o receptor possui uma resposta em frequência limitada em banda.

O capítulo 6 contempla o trabalho experimental realizado, segundo o contexto exposto nos capítulos 4 e 5, que veio a originar a produção bibliográfica citada no capítulo de introdução.

6 Resultados Experimentais

Este capítulo é dedicado à descrição detalhada das montagens experimentais e a análise dos resultados obtidos, com ênfase ao contexto e estado da arte, segundo a proposta de estudos indicada no capítulo 5. Ademais, as contribuições que foram feitas à literatura da área são ressaltadas.

A seção 6.1 avalia o emprego do formato de modulação DP-16QAM em transmissões ópticas coerentes através da geração via conversão óptica linear a partir do formato DP-QPSK. Na seção 6.2 consta a análise do emprego de diferentes formatos de pulso RZ em transmissões DP-16QAM a 224 Gb/s, com pré-filtragem óptica, em uma grade de canais WDM com espaçamento de 50 GHz.

Por fim, a seção 6.3 é o resumo e expansão dos resultados anteriores, onde se mostra que adicionando o conceito de redes de grade WDM flexível essa abordagem permite definir um sistema de canais operando em dupla portadora a 400 Gb/s, com espaçamento de 75 GHz entre canais WDM, levando a SE do sistema a 5.6 b/s/Hz sem o uso de técnicas OFDM ou filtragem de Nyquist.

6.1 Geração Óptica Experimental do Formato de Modulação DP-16QAM

Nesta seção apresenta-se uma descrição do primeiro trabalho com avaliação experimental realizado e que teve como alvo a montagem em laboratório de um emulador para um transmissor DP-16QAM, sem a utilização de sinais modulados em amplitude de pulso (*Pulse Amplitude Modulation*, PAM) e DACs. A recepção coerente dos sinais gerados foi realizada utilizando um conjunto de dispositivos legados do padrão 100 Gb/s. O objetivo desse trabalho foi conseguir dobrar a eficiência espectral do transmissor aumentando o número de bits por símbolo do formato de modulação digital utilizado na transmissão com relação ao formato DP-QPSK, mantendo uma taxa de sinalização de mesma ordem daquela do padrão 100 Gb/s.

A princípio, a escolha do DP-16QAM se deu em acordo com as limitações existentes na recepção, uma vez que o ENOB de ~6,5 bits dos ADCs presentes no receptor não é suficiente para adquirir com a qualidade necessária sinais QAM de ordem mais elevada (32QAM, 64QAM, etc) em transmissões a 28 Gbaud [29], taxa requerida por objetivo primário. As subseções seguintes

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

mostram analiticamente os princípios utilizados na montagem do transmissor, seguindo pela descrição da montagem experimental e os resultados obtidos.

6.1.1 Descrição Analítica do Método de Obtenção da Constelação 16QAM

Considere a constelação do formato de modulação QPSK, como ilustrada na Figura 6.1.

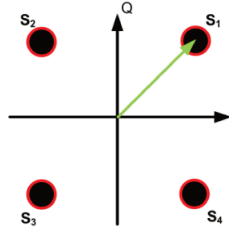


Figura 6.1: Diagrama de constelação do formato de modulação QPSK.

Os símbolos S_i , com $i \in \{1, 2, 3, 4\}$, podem ser associados de forma biunívoca a pontos no plano complexo dados pela equação (31). Cada símbolo associa dois bits de informação.

$$S_i = e^{j\frac{\pi}{4} \cdot i} \quad (31)$$

Desse modo, suponha uma portadora óptica que possui dois estados de polarização ortogonais, x e y , cada um modulado segundo uma constelação QPSK (formato DP-QPSK). Cada símbolo $\hat{m}$ dessa portadora pode ser representado como na equação vetorial (32):

$$\hat{m} = S_{i,x} \cdot \hat{e}_x + S_{i,y} \cdot \hat{e}_y \quad (32)$$

onde $S_{i,x}$ e $S_{i,y}$ são idênticos àqueles descritos em (31), e $\hat{e}_x$ e $\hat{e}_y$ são vetores ortonormais ($\langle \hat{e}_x, \hat{e}_y \rangle = 0$ e $\langle \hat{e}_x, \hat{e}_x \rangle = \langle \hat{e}_y, \hat{e}_y \rangle = 1$), cada um associado a um plano de polarização do sinal. Dado um vetor arbitrário $\hat{N}$, pertencente ao plano definido por $\hat{e}_x$ e $\hat{e}_y$, o mesmo pode ser expresso por (33):

$$\hat{\mathbf{N}} = a. \hat{\mathbf{e}}_x + b. \hat{\mathbf{e}}_y, \quad (33)$$

com a e b reais. A projeção $\hat{\mathbf{p}}$ de $\hat{\mathbf{m}}$ na direção de $\hat{\mathbf{N}}$ será dada por (34):

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{p}} &= \frac{\langle \hat{\mathbf{m}} \cdot \hat{\mathbf{N}} \rangle}{\langle \hat{\mathbf{N}} \cdot \hat{\mathbf{N}} \rangle} \hat{\mathbf{N}} \\ \hat{\mathbf{p}} &= \frac{(a. \mathbf{S}_{i,x} + b. \mathbf{S}_{i,y})}{\sqrt{(a^2 + b^2)}} \hat{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (34)$$

onde $\hat{\mathbf{n}} = \hat{\mathbf{N}} / \|\hat{\mathbf{N}}\|$. Fisicamente, a projeção $\hat{\mathbf{p}}$ pode ser entendida como o resultado da passagem da portadora modulada através de um polarizador linear, cujo plano de polarização é definido por $\hat{\mathbf{N}}$. Desse modo, como visto em (34), o coeficiente da projeção de $\hat{\mathbf{m}}$ na direção de $\hat{\mathbf{N}}$ é uma combinação linear com coeficientes reais dos símbolos $\mathbf{S}_{i,x}$ e $\mathbf{S}_{i,y}$, ou seja, a soma complexa dos dois símbolos é feita sem a alteração da fase individual de cada um. Considerando que $\mathbf{S}_{i,x}$ e $\mathbf{S}_{i,y}$ podem assumir qualquer um dos quatro valores expressos em (31), aplicando todas as possíveis combinações em (34) obtém-se um conjunto de dezesseis números complexos, correspondendo a uma constelação formada pela sobreposição linear das duas constelações QPSK. Esse é o princípio que permite a obtenção de um sinal 16QAM a partir de um sinal DP-QPSK, como ilustrado na Figura 6.2.

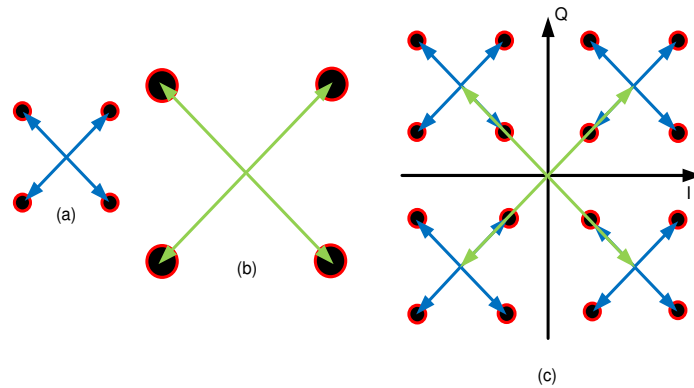


Figura 6.2: Obtenção da constelação 16QAM a partir da combinação linear de duas constelações QPSK. (a) e (b) são constelações QPSK escalonadas, (c) constelação obtida pela sobreposição de (a) e (b).

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

Sem perda de generalidade, admita que o estado de polarização que possui a menor amplitude de projeção seja o x . Na Figura 6.2 (a) temos uma ilustração gráfica do resultado da operação $a \cdot \mathbf{S}_{i,x}$ em (34), sendo Figura 6.2 (b) o resultado análogo para $b \cdot \mathbf{S}_{i,y}$. Na Figura 6.2 (c) tem-se a representação no plano complexo dos símbolos gerados pela projeção $\hat{\mathbf{p}}$ (34), com a e b escolhidos segundo uma relação que leve os dezesseis pontos resultantes a formarem uma constelação 16QAM.

De Figura 6.2 (c) é possível ver facilmente que esta relação é dada por: $b = 2a$. Seja, então, θ o ângulo entre $\hat{\mathbf{N}}$ e $\hat{\mathbf{e}}_x$, teremos:

$$\begin{aligned} \cos \theta &= \frac{\langle \hat{\mathbf{N}} \cdot \hat{\mathbf{e}}_x \rangle}{\|\hat{\mathbf{N}}\| \cdot \|\hat{\mathbf{e}}_x\|} \\ \cos \theta &= \frac{a}{\sqrt{(a^2 + b^2)}} = \frac{a}{\sqrt{(5a^2)}} = \frac{1}{\sqrt{5}} \\ \theta &= \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{5}}\right) \approx 63,435^\circ \text{ ou } 26,565^\circ \end{aligned} \quad (35)$$

Portanto, conclui-se que: dado um sinal modulado no formato DP-QPSK, o mesmo pode ser convertido ao formato 16QAM com um único estado de polarização ao passar por um polarizador linear cujo ângulo entre a direção da fenda de passagem e a direção de propagação de um estado de polarização do sinal é dado por (35).

6.1.2 Montagem Experimental

A montagem experimental de um transmissor óptico DP-16QAM operando na taxa de 224 Gb/s está ilustrada em Figura 6.3. Um gerador de sinais RF foi utilizado como fonte de informação para transmissão. Este gerador forneceu repetitivamente, em cada uma das suas quatro saídas, sequências binárias pseudoaleatórias (sigla em Inglês, PRBS) de comprimento $2^{15}-1$ eletricamente codificadas em sequências de pulsos NRZ com 500 mV_{pp} (milivolts de pico-a-pico), descorrelacionadas entre si e operando a uma taxa de 28 Gb/s. Cada sinal foi amplificado por um driver de RF com 32 GHz de banda, de modo que na entrada do modulador DP-QPSK, com parâmetro $V\pi = 3,5$ V, os quatro sinais possuíam 7,0 V_{pp}.

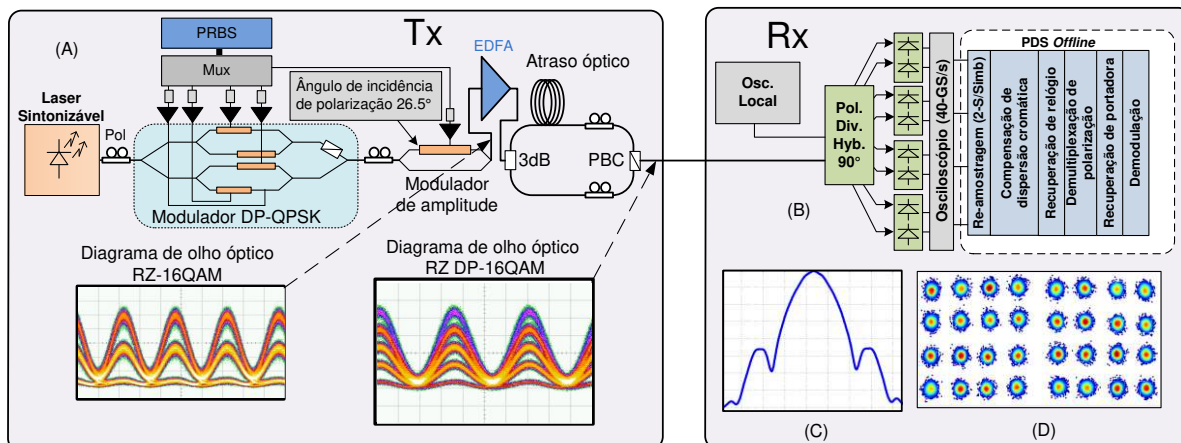


Figura 6.3: Arranjo experimental para geração de uma portadora óptica modulada com o formato DP-16QAM, carregando uma taxa total de 224 Gb/s. (a) Transmissor DP-16QAM, com ilustração dos diagramas de olho óptico dos sinais experimentais gerados; (b) Receptor coerente, bloco de processamento digital de sinais (PDS), (c) espectro da portadora modulada e (d) constelações recuperadas referentes as duas polarizações do sinal, em uma transmissão *back-to-back*.

Um laser com comprimento de onda sintonizável e largura de linha de aproximadamente 100 kHz foi utilizado como portadora óptica para o sinal. O modulador atuou sobre a portadora mapeando as quatro sequências de 28 Gb/s num sinal modulado em DP-QPSK com 112 Gb/s de taxa de transmissão total. Nesta taxa de transmissão estão considerados 100 Gb/s de informação e 12 Gb/s contemplando os 7% sobrecarga do FEC e 5% de cabeçalhos.

A conversão do sinal DP-QPSK num sinal 16QAM realizou-se segundo o princípio descrito na seção 6.1.1. Por conseguinte, a saída do modulador DP-QPSK foi direcionada a um controlador de polarização e em seguida a um modulador de amplitude (MA), um simples MZM que atua como formatador de pulso, ou *pulse carver*, no domínio óptico. Polarizado no ponto de quadratura, ao ser acionado por um sinal senoidal com frequência numericamente igual à taxa de símbolos do sinal, o MA atuou sobre os pulsos de cada intervalo de símbolo da portadora, levando-os do formato não retorno ao zero (NRZ) para o formato de pulso retorno ao zero com ciclo de trabalho de 50% (RZ 50%) [21]. O MA utilizado, por especificação de construção, possuía um polarizador linear na entrada de sinal óptico.

Por ajuste manual, via controlador de polarização, do ângulo entre os planos de polarização ortogonais do sinal DP-QPSK presente na entrada no MA e a fenda de passagem do polarizador linear foi possível obter a mesma taxa de 112 Gb/s com o formato RZ 16QAM na saída do

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

dispositivo. Um EDFA foi utilizado para compensar as atenuações de potência sofridas pela portadora ao passar por uma sequência de dispositivos ópticos passivos.

O último trecho do transmissor é denominado estágio de multiplexação em polarização, cuja função é emular a geração de um sinal com dois estados de polarização multiplexados a partir de um sinal com apenas um estado de polarização. Na entrada desse estágio o sinal foi dividido em duas cópias, com cada sinal resultante possuindo metade da potência do sinal original. As duas cópias do sinal original percorreram dois trechos de fibra com comprimentos diferentes, de modo a descorrelacioná-las no tempo de vários períodos de símbolo. Uma das cópias recebeu um giro de noventa graus no plano de polarização, com relação ao plano da segunda. As duas cópias foram acopladas por um combinador de feixes de polarização (*Polarization Beam Combiner*, PBC), dispositivo óptico passivo capaz de acoplar dois sinais em planos de polarização ortogonais.

Finalmente, na saída do PBC encontrava-se o sinal RZ DP-16QAM a uma taxa de transmissão de 224 Gb/s. Os diagramas de olho de potência óptica do sinal modulado, obtidos experimentalmente tanto para o RZ 16QAM quanto para o RZ DP-16QAM, estão ilustrados na Figura 6.3.

No receptor, a conversão do sinal óptico ao domínio elétrico foi realizada por conjunto de dispositivos padrão para recepção coerente: oscilador local, híbrida 2x8 e fotodiodos balanceados. Essa estrutura foi responsável por trazer o sinal modulado à banda base e converter a informação óptica ao domínio elétrico. O passo seguinte foi a conversão do sinal elétrico para o domínio digital das quatro saídas da híbrida, realizada por ADCs com 20 GHz largura de banda amostrando a uma taxa de $40 \cdot 10^9$ amostras/s (40 Gamostras/s).

Após uma operação de interpolação para uma representação do sinal em duas amostras por símbolo, o sinal digitalizado foi tratado em *offline* por um conjunto de algoritmos de PDS de modo efetuar as operações descritas no capítulo 3. Como resultado final, obteve-se as estimativas e contagens de taxa de erro de bits, que permitiram avaliar a qualidade da transmissão.

6.1.3 Resultados e Análises

Nesta subseção serão apresentados os resultados obtidos experimentalmente com a aplicação do método de geração descrito na seção 6.1.1. Na Figura 6.4 encontra-se traçada a curva de desempenho de taxa de erro de bits (*Bit Error Rate*, BER) em função da razão sinal-ruído óptica

(OSNR) na entrada do receptor para uma transmissão RZ DP-16QAM em *back-to-back*, ou seja, receitando o sinal diretamente na saída do transmissor. No caso do sinal 224 Gb/s RZ DP-16QAM, o limite de desempenho estabelecido pelos códigos corretores de erro (FEC), considerando 7% de redundância e uma BER limite de $3,8 \cdot 10^{-3}$, foi alcançado para um valor medido de OSNR de 20,1 dB. Isto corresponde a uma penalização $\sim 1,5$ dB em relação à curva teórica. Considerando os resultados expressos em [14] e [57], observa-se que o desempenho mostrado na Figura 6.4 é comparável aos obtidos por outras técnicas de geração da modulação DP-16QAM diferentes para taxas de transmissão de 224 Gb/s. O desempenho assintótico da curva de BER quando o valor de OSNR aumenta é resultado da limitação de SNR dos sinais elétrico em banda base.

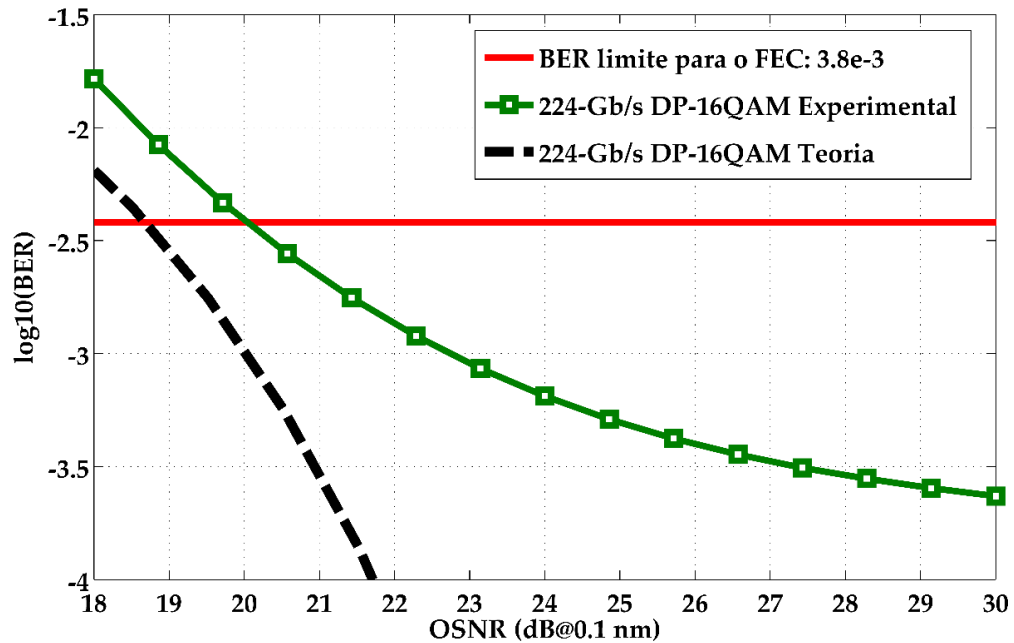


Figura 6.4: Curvas de desempenho, teórica e experimental, de BER em função do valor da OSNR na entrada do receptor para o transmissor RZ DP-16QAM

Entre as vantagens dessa técnica destacam-se a simplicidade da montagem experimental, que exige pouquíssima modificação com relação àquela destinada a transmissões em DP-QPSK para experimentos laboratoriais. O uso do MA integrado com um polarizador linear se mostrou de uma utilidade ímpar, uma vez que este deu flexibilidade de configuração para uso também de diferentes formatos de pulso RZ na transmissão, permitindo análises comparativas entre eles, como será visto na próxima seção.

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

Em virtude da robustez de projeto do modulador DP-QPSK integrado, não houve necessidade de aplicação de técnica de casamento de fase entre os sinais ortogonalmente polarizados que chegam à entrada do MA para contornar o efeito imposto pelo ruído de fase dos sinais interferentes, como acontece em outras formas alternativas de geração 16QAM [57].

Do ponto de vista experimental, a desvantagem principal reside no fato do ajuste manual do ângulo de incidência do plano de polarização do sinal óptico na entrada do MA ser sensível a variações de temperatura e exigir que as fibras que mediam as conexões entre dispositivos estejam livres de trepidações, de forma a evitar mudanças na orientação dos planos de polarização que chegam à entrada do MA.

6.1.4 Conclusão

A primeira etapa do trabalho foi concluída tendo como resultado a implementação de emulador para um transmissor DP-16QAM operando a uma taxa útil de 200 Gb/s e com uma eficiência espectral de 4 b/s/Hz, o dobro daquela referente à transmissão no padrão 100 Gb/s NRZ DP-QPSK. O transmissor foi construído sem a utilização de DACs, o que reduz consideravelmente a complexidade de sua arquitetura elétrica.

Este tipo de abordagem é promissor num cenário onde a construção dos transmissores faz uso de técnicas predominantemente ópticas para geração dos sinais modulados. Entretanto, sua aplicabilidade prática depende, também, de técnicas adequadas de integração dos dispositivos fotônicos. Os resultados apresentados nesta seção estão resumidos em [58].

Os estágios seguintes do trabalho seguiram-se com a análise do desempenho da transmissão com diferentes formatos de pulso RZ e pré-filtragem óptica no transmissor como formas de obter ganhos adicionais de eficiência espectral.

6.2 Comparação de Desempenho entre Diferentes Formatos de Pulso RZ em Transmissões 224 Gb/s DP-16QAM com Pré-filtragem Óptica

Diferentes ciclos de trabalho (*duty cycles*) podem ser configurados para pulsos RZ quando estes são empregados em transmissores digitais. Em particular, em comunicações ópticas, a geração de

sequências periódicas de pulsos RZ via modulação senoidal de amplitude com o emprego de MZMs pode ser também adaptada para diferentes ciclos de trabalho dos pulsos.

Na Figura 6.5 estão ilustradas as curvas de potência instantânea para três tipos de pulsos RZ bem conhecidos em comunicações ópticas [59]: RZ 67%, RZ 50% e RZ 33%, em que os valores em porcentagem se referem à potência média de cada pulso com relação a de um pulso retangular NRZ de mesmo período e amplitude.

Na Figura 6.6 podem ser vistas as densidades espectrais de potência (DEP) em banda base para sinais modulados com formatos de modulação QAM, empregando pulsos RZ de diferentes ciclos de trabalho e pulsos NRZ, obtidas numericamente. As curvas teóricas dos espectros para cada pulso RZ são mostradas em [59].

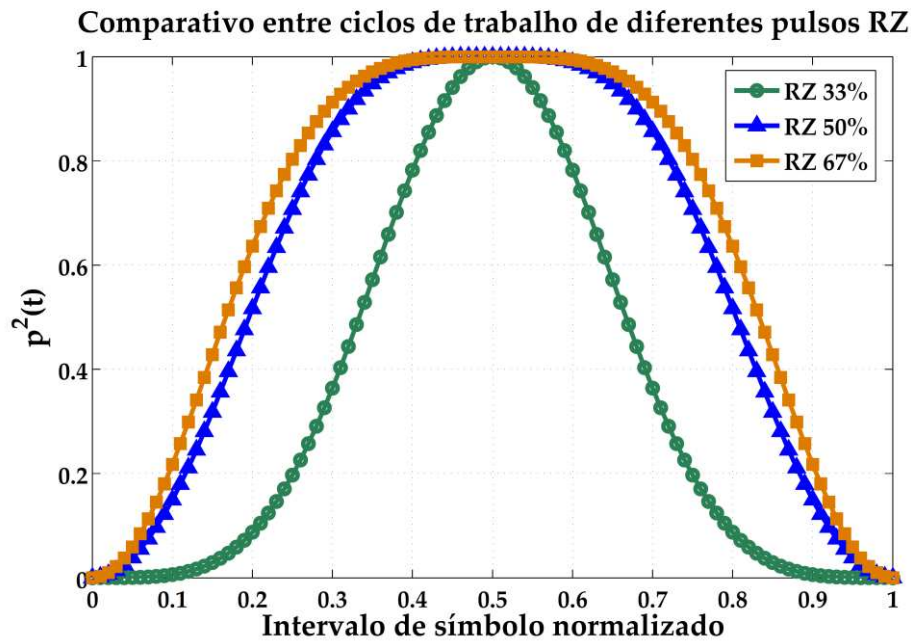


Figura 6.5: Ilustração da potência instantânea do sinal dentro de um período de símbolo para os três formatos de pulso RZ avaliados experimentalmente.

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

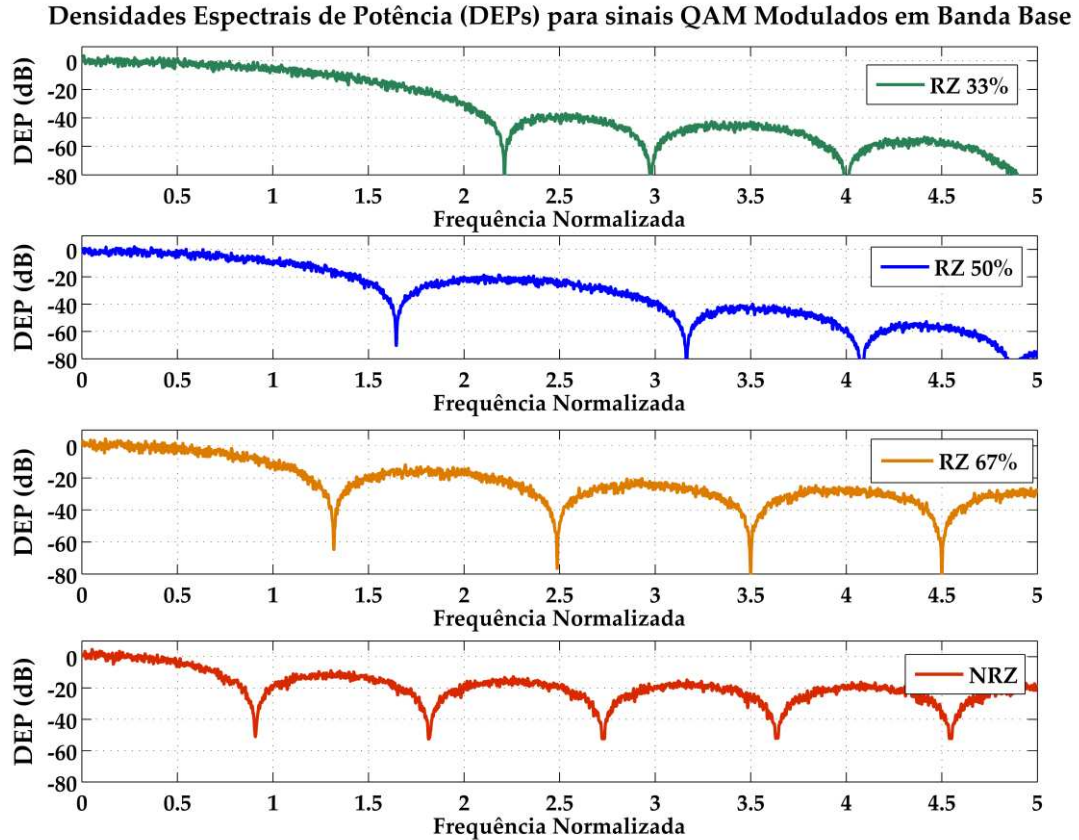


Figura 6.6: Densidades espectrais de potência associadas a sinais QAM-modulados em banda base utilizando os formatos de pulso RZ, com diferentes ciclos de trabalho, e NRZ, obtidas via simulação numérica.

Tomando a ocupação do lóbulo principal de cada sinal, vê-se que quanto menor o ciclo de trabalho dos pulsos, maior a ocupação espectral do sinal modulado, como se espera intuitivamente, segundo a teoria de Fourier [20].

Uma vez que a potência dos símbolos transmitidos influencia diretamente no impacto dos efeitos não-lineares da fibra óptica sobre a integridade dos sinais que alcançam o receptor, formatos de pulso RZ com menores ciclos de trabalho tendem a apresentar maior robustez ao impacto de não-linearidades [57]. Entretanto, a maior ocupação de banda desses pulsos reduz a SE da transmissão. A técnica de pré-filtragem óptica, por sua vez, como já mostrado no capítulo 5, é empregada visando um ganho de SE na operação do sistema.

Nesse contexto, é de interesse saber qual o comportamento da transmissão para diferentes ciclos de trabalho dos pulsos RZ quando se faz uso de uma pré-filtragem óptica fixa no transmissor.

No que se refere ao filtro óptico utilizado para filtrar as portadoras moduladas a 28 Gbaud, optou-se por um filtro gaussiano de segunda ordem com banda de passagem de 3 dB de 25 GHz. Filtros semelhantes foram utilizados para pré-filtragem óptica em [33-35]. Esta largura de banda possui relação com dois parâmetros de interesse no projeto do transmissor:

- Resposta em frequência do receptor: embora não tenha sido caracterizado diretamente, por especificação e dados de teste do fabricante estimou-se que a resposta em frequência do receptor utilizado nos experimentos reportados nesta dissertação possuía uma banda aproximada de 23 GHz. Desse modo, a escolha de um filtro com banda de 25 GHz deve colocar o sinal transmitidos perto das condições de ótimas descritas no capítulo 5.
- Espaçamento da grade de canais WDM: o espaçamento entre canais WDM deve ser um múltiplo de 12,5 GHz [60]. Portanto, uma filtragem de 25 GHz obedece o padrão que rege a atuação de multiplexadores ópticos deriva-insere reconfiguráveis (*Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexers*, ROADMs), sendo compatível com os filtros que podem ser programados nos ROADMs.

Esta seção apresenta a descrição dos experimentos realizados e a análise dos resultados obtidos após transmissão WDM de portadoras moduladas com DP-16QAM a 28 Gbaud num anel de recirculação, realizados de modo a comparar o desempenho dos formatos de pulso RZ 67%, RZ 50% e RZ 33% em uma transmissão com emprego de pré-filtragem óptica.

Mostra-se que todos os formatos de pulso RZ avaliados melhoraram o desempenho do sistema, com relação ao desempenho obtido com uso de pulsos NRZ. Em regime aproximadamente linear de propagação na fibra, não foi notada diferença de desempenho em função do ciclo de trabalho dos pulsos RZ. Entretanto, incrementando-se os valores de potência média por portadora modulada a se propagar na fibra, foram verificadas penalidades distintas por ciclo de trabalho, mostrando a importância desse fator para sistemas de transmissão óptica com pré-filtragem sujeitos ao impacto severo de não-linearidades da fibra.

6.2.1 Montagem Experimental

A configuração experimental e detalhes de geração estão representados na Figura 6.7. O objetivo da montagem foi emular um sistema WDM composto por vinte portadoras moduladas, das quais dezenove foram geradas por lasers de realimentação distribuída (*distributed feedback lasers*, DFB) e uma portadora, utilizada como canal de teste, foi gerada por um ECL de aproximadamente 100 kHz de largura de linha espectral.

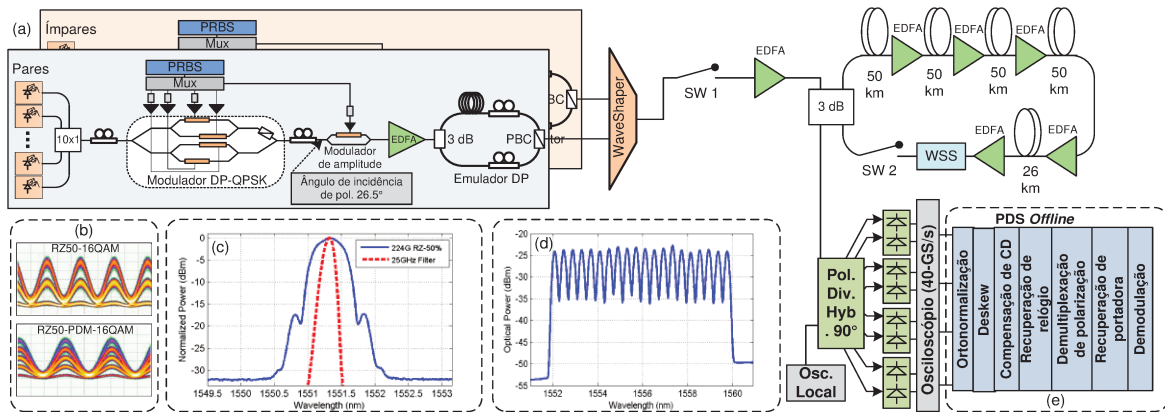


Figura 6.7: Arranjo experimental utilizado na aquisição dos dados. (a) Transmissor WDM e anel de recirculação; (b) Diagrama de olho da amplitude dos sinais ópticos RZ 50%-16QAM e RZ 50% DP-16QAM; (c) Densidade espectral de potência do sinal modulado RZ 50% DP-16QAM e perfil do filtro gaussiano aplicado na pré-filtragem; (d) Espectro com todas as portadoras moduladas e pré-filtradas. (e) Receptor coerente e rotinas de processamento digital de sinais empregadas para estimação das sequências de símbolos transmitidas.

O conjunto de portadoras foi dividido em dois grupos: *pares* e *ímpares*. Cada conjunto foi direcionado a um modulador óptico distinto de modo que no espectro, duas a duas, portadoras vizinhas carregassem sequências de bits decorrelacionadas por um número de períodos de símbolo. As frequências de oscilação das vinte portadoras foram definidas de acordo com uma grade de canais WDM, com espaçamento uniforme de 50 GHz.

A fim de modular cada portadora, oito saídas de um gerador de sequências binárias pseudoaleatórias (*pseudo random binary sequence*, PRBS) de comprimento $2^{15}-1$ foram utilizadas como fonte de sinal em banda base. Cada uma das oito saídas do gerador foi configurada para

fornecer uma PRBS com codificação de linha NRZ polar, 500 mV_{pp} de amplitude de pico-a-pico e taxa de transmissão de 28 Gbaud.

Os sinais gerados em banda base receberam um ganho de potência, após passarem por amplificadores de radiofrequência (RF) com largura de banda de 32 GHz e amplitude de saída 7,0 V_{pp}. Estas oito linhas foram enviadas para dois moduladores DP-QPSK com V_π de 3,5 V e 23 GHz da largura de banda, a fim de modular cada portadora com 112 Gb/s DP-QPSK.

A conversão do formato de modulação DP-QPSK para o formato 16QAM foi realizada segundo o método descrito na seção 6.1. A seleção do ciclo de trabalho dos pulsos RZ (67%, 50% ou 33%) foi feita ajustando-se frequência e amplitude do sinal senoidal que acionava o MA e a tensão de polarização que determina o ponto de operação do modulador com relação à sua curva de transmitância. As configurações para cada ciclo de trabalho estão relacionadas na Tabela 1 [59].

Tabela 1: Configurações para geração de sequências periódicas de pulsos RZ com ciclos de trabalho 67%, 50% e 33% via modulação de amplitude por MZM.

Ciclo de trabalho do pulso RZ	Frequência da entrada senoidal do MA	Amplitude de pico-a-pico da entrada senoidal do MA	Ponto de operação na curva de transmitância do modulador
67%	14 GHz	$2V_\pi$	mínimo
50%	28 GHz	V_π	quadratura
33%	14 GHz	$2V_\pi$	máximo

Os sinais presentes na saída dos moduladores de amplitude foram amplificados via EDFA. O passo seguinte foi a utilização de multiplexadores de polarização como forma de emular uma geração de portadoras moduladas em RZ DP-16QAM a partir do formato de modulação RZ-16QAM (seção 6.1).

O último estágio do transmissor foi responsável por aplicar a pré-filtragem óptica nas portadoras moduladas. Para esta função, utilizou-se um filtro óptico de perfil de atenuação programável, WaveShaper® (WS). A função exercida por este dispositivo pode ser melhor entendida observando-se as ilustrações dispostas na Figura 6.8.

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

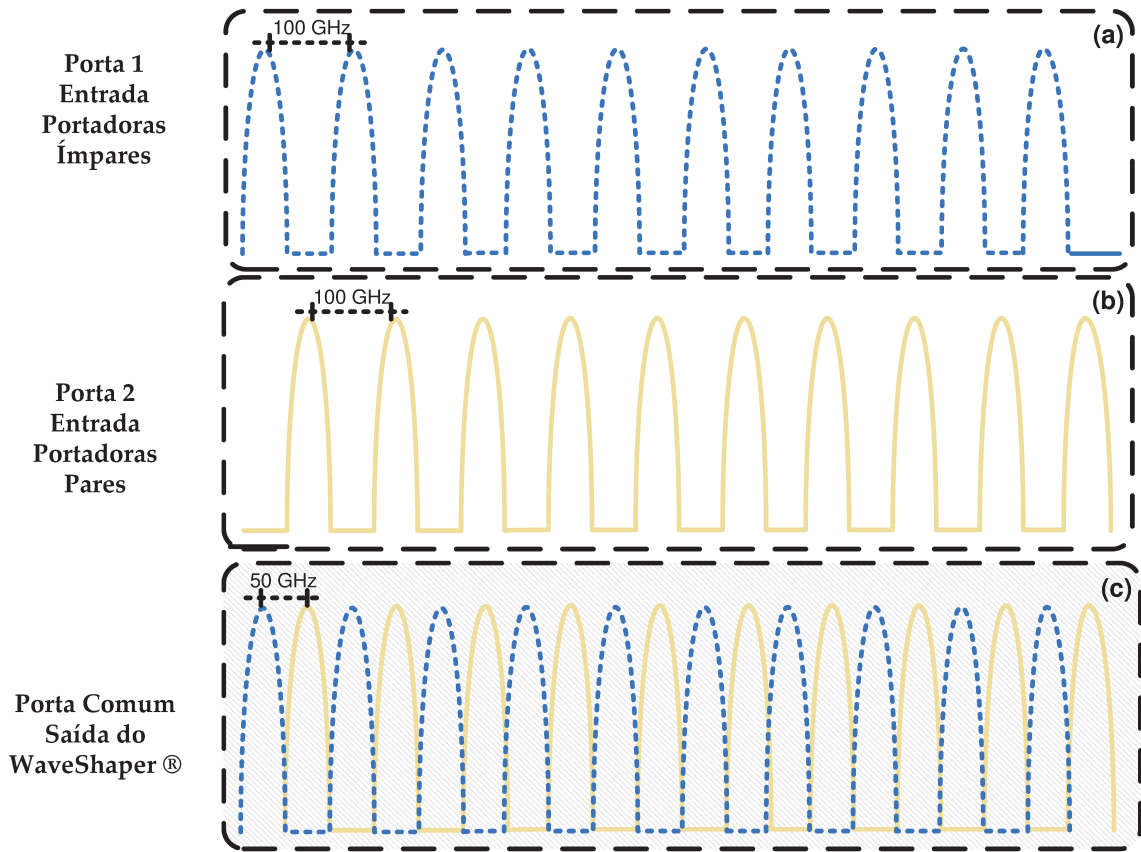


Figura 6.8. Representação dos perfis de atenuação aplicados no WaveShaper®. (a) Perfil de atenuação configurado para a porta 1; (b) Perfil de atenuação configurado para a porta 2; (c) Saída do dispositivo, resultante do acoplamento entre os sinais provenientes das portas 1 e 2.

Cada uma das duas portas utilizadas como entrada do WS foi configurada para filtrar um dos dois conjuntos de portadoras. A porta 1 foi configurada com um perfil de atenuação correspondente a uma sequência de dez filtros gaussianos de primeira ordem com largura de banda 3 dB de 25 GHz, como visto em Figura 6.8 (a). As frequências centrais de cada filtro corresponderam às frequências centrais das portadoras ímpares. Procedimento similar foi empregado na configuração da porta 2, para filtragem das portadoras pares, Figura 6.8 (b). A saída do WS, nesse caso, a porta comum acoplou os sinais resultantes da filtragem por cada porta de entrada.

As portadoras moduladas foram transmitidas num anel de recirculação com 226 km de fibra óptica com núcleo de sílica pura (*Pure Silica Core Fiber*, PSCF), com $A_{eff} \approx 80 \mu\text{m}^2$, área transversal efetiva aproximada do núcleo, e coeficiente de atenuação médio de 0,2 dB/km. Após

cada um dos quatro enlaces de 50 km de PSCF, um EDFA foi utilizado para compensar a atenuação dos sinais durante a propagação na fibra,

Figura 6.7. Ao fim do percurso do anel de recirculação, mais dois EDFAs foram utilizados para compensar a atenuação dos 26 km de fibra e as perdas nos acopladores e dispositivos de controle do anel. Os EDFAs operaram em regime de bombeio fixo e ganho de potência de 10 dB. Um ROADM WSS foi utilizado dentro do anel de recirculação como equalizador de potência dos canais.

A recepção dos sinais foi realizada através do batimento da portadora de teste com o oscilador local num receptor óptico coerente com diversidade de polarização: híbrida 2 x 8, fotodiodos balanceados e amplificadores de RF,

Figura 6.7 (e). A banda do receptor coerente utilizado é de aproximadamente 23 GHz, de acordo com especificações técnicas do fabricante. As saídas de RF do receptor coerente foram amostradas por um osciloscópio de aquisição em tempo real com taxa de amostragem de 40 Gamostras/s e largura de banda de 20 GHz.

Para cada configuração experimental de interesse, foi salvo um conjunto de oito aquisições de 80 mil amostras para posterior processamento *off-line* pela pilha de algoritmos de PDS, como descrito no Capítulo 3, de modo a efetuar as operações de compensação estática da dispersão cromática presente no sinal, sincronização da sequência de símbolos, demultiplexação de polarização e compensação da PMD, recuperação de portadora e estimação da taxa média de erro de bits (BER) do sistema.

6.2.2 Transmissão em *Back-to-back*

Na Figura 6.9 encontram-se as curvas de BER em função de OSNR na entrada do receptor para um único canal de 224 Gb/s DP-16QAM, filtrado por um filtro óptico gaussiano de segunda ordem com 25 GHz de banda 3 dB.

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

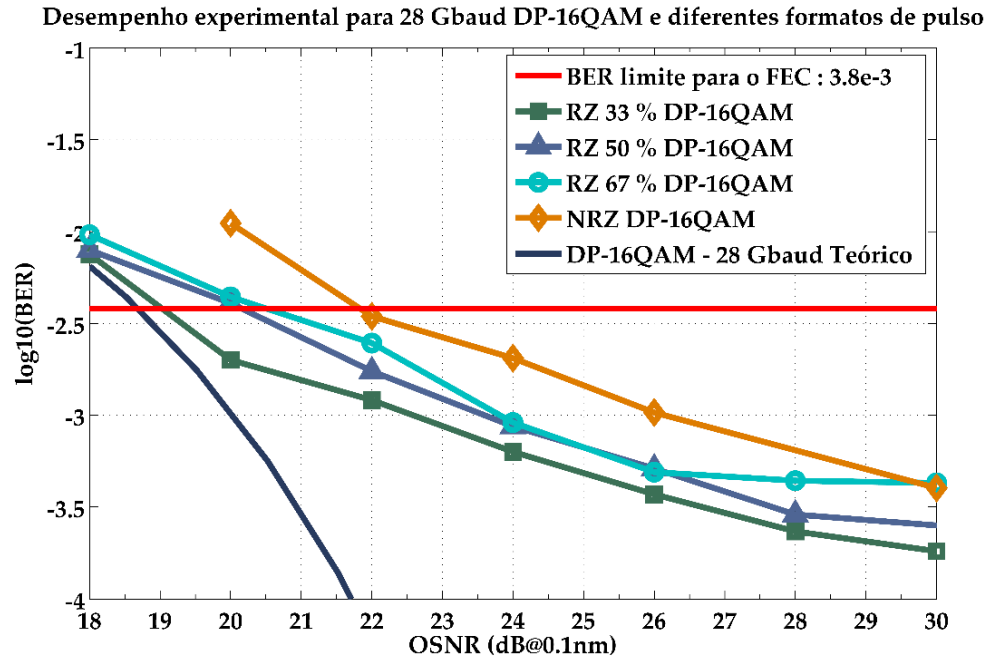


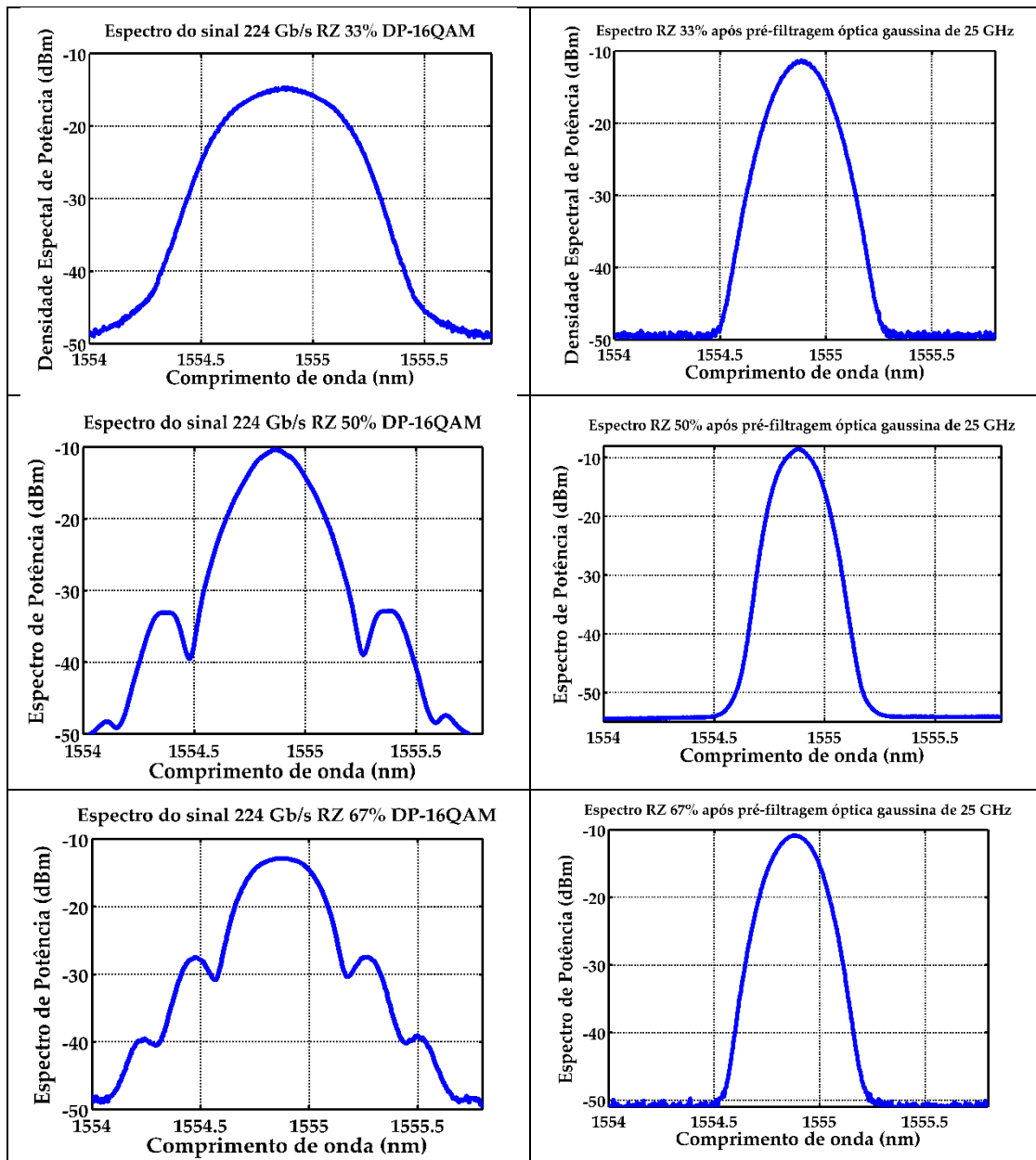
Figura 6.9. Avaliação de desempenho em termos de BER média em função de OSNR na resolução de 0,1 nm na entrada do receptor em uma transmissão *back-to-back* de um canal 224 Gb/s DP-16QAM sujeito a uma filtragem de perfil gaussiano e com largura de banda 3 dB de 25 GHz.

As curvas da Figura 6.9 foram obtidas para diferentes formatos de pulso em uma transmissão *back-to-back*. Comparando os resultados vê-se que o melhor desempenho foi obtido com o emprego do pulso RZ 33%. Fatores que beneficiam o RZ 33% são a redução do ruído de fase devido à supressão do *chirp* do sinal, que se faz presente no sinal modulado com NRZ, e maior robustez à interferência entre símbolos (ISI) imposta pela filtragem em banda estreita na frequência, indicando que o menor ciclo de trabalho do RZ 33% o permite uma melhora de desempenho com relação ao uso de RZ 50% ou RZ 67%.

Formatos de pulso RZ 50% e 67% apresentam desempenhos intermediários semelhantes entre si, porém melhores que aqueles apresentados para o formato NRZ, evidenciando o benefício da supressão do *chirp* e redução do ciclo de trabalho dos pulsos. Claramente o experimento com pulsos NRZ foi o que apresentou os piores resultados, sendo esta a configuração com maior degradação provinda do *chirp* e da ISI. Para uma BER de 10^{-3} , as penalidades de OSNR avaliadas com relação à curva de desempenho teórica para as formatos RZ 33%, RZ 50%, RZ 67% e NRZ foram, respectivamente, 2 dB, 4 dB, 4 dB e 6 dB.

Na Tabela 2 encontram-se ilustrados os espectros de potência adquiridos experimentalmente antes e após a pré-filtragem do transmissor.

Tabela 2: Espectros de cada formato de pulso adquiridos experimentalmente antes e após a filtragem óptica de perfil gaussiano e 25 GHz de banda.



6.2.3 Transmissão em Anel de Recirculação

Na Figura 6.10 está ilustrado em curvas o desempenho experimental analisado num cenário de transmissão WDM, em termos de BER média em função do alcance em voltas no anel de recirculação, para cada uma das três formas de pulsos RZ considerados para análise. O formato NRZ não foi considerado porque a degradação do sinal devido ao *chirp*, à ISI e à interferência advinda das portadoras vizinhas (*crosstalk*) foi demasiado elevada para garantir qualquer análise de dados útil após a recepção, uma vez que a qualidade do sinal após uma volta no anel de recirculação não foi suficiente para se obter convergência nos algoritmos de PDS. Para todos os três casos testados, a potência por canal foi configurada para o valor de -6 dBm, um valor razoável para que se possa desconsiderar a influência de efeitos não-lineares durante a transmissão [57].

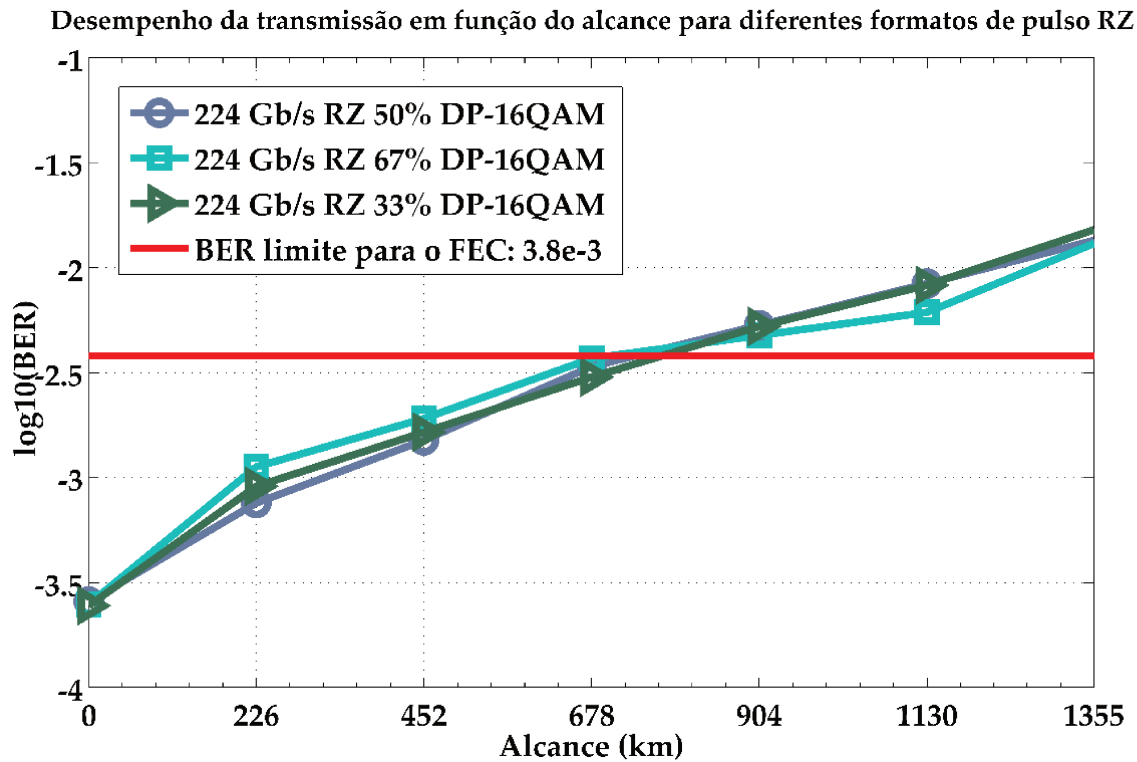


Figura 6.10: Curvas ilustrando os valores de BER média em função da distância total percorrida pelo sinal no do anel de recirculação, num regime de transmissão quase linear.

Das curvas é possível notar um desempenho muito semelhante entre os três tipos de RZ avaliados. Isto indica que, aparentemente, um maior impacto de *crosstalk* compensa o ganho de

desempenho, mostrado na Figura 6.9, do RZ 33% com relação aos RZ 50% e 67%. O alcance máximo de transmissão com BER abaixo do limite do FEC foi o mesmo para todos os casos, três voltas no anel de recirculação, totalizando 678 km.

6.2.4 Impacto de Efeitos Não-lineares do Canal

Na Figura 6.11 estão ilustradas as curvas de desempenho obtidas após os experimentos em regime não-linear de propagação dos sinais.

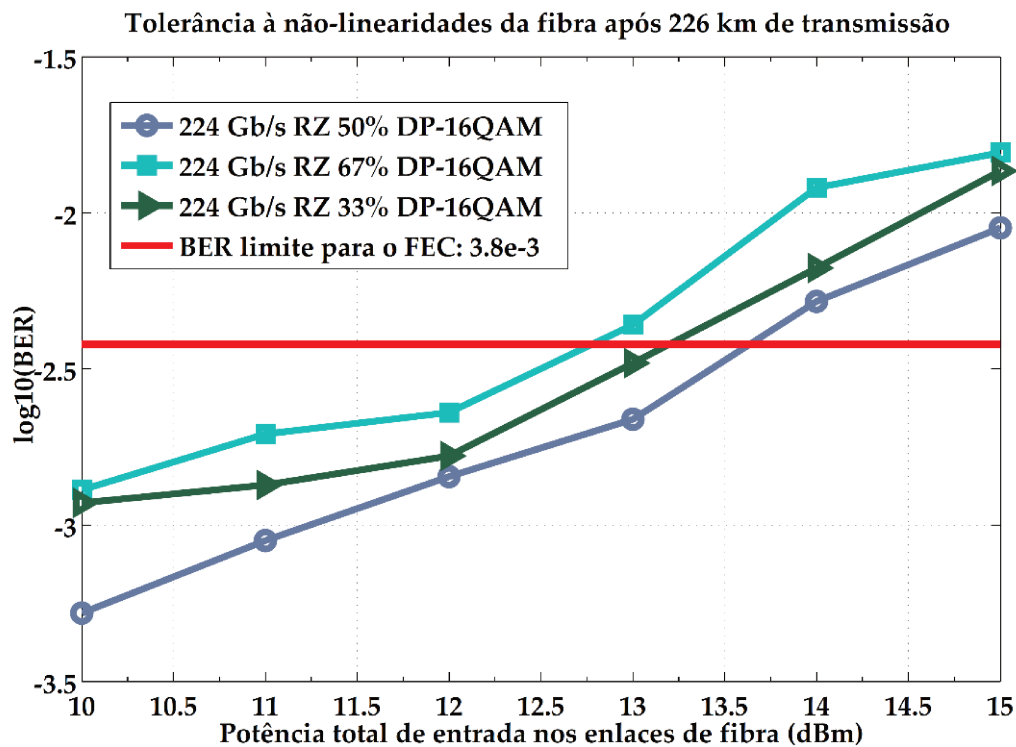


Figura 6.11: Comportamento médio da BER em função da potência total medida na entrada de cada trecho de fibra do anel de recirculação, para cada um dos três formatos de pulso RZ avaliados. A potência por canal equivalente para cada caso é obtida pela potência total subtraída de 13 dB.

Tendo em vista a avaliação do impacto do comportamento não-linear do canal na integridade dos sinais transmitidos, fixou-se a análise após a propagação do sinal por uma volta no anel de recirculação, totalizando um percurso propagado de 226 km de fibra. Nessa configuração, variou-se entre -3 dBm e 2 dBm, com passos de 1 dB, a potência por canal transmitido na entrada de cada trecho de fibra do anel de recirculação. Para cada valor de potência por canal, os dados transmitidos

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

foram adquiridos para todos os formatos RZ, mantendo o mesmo valor de OSNR na entrada do receptor.

Claramente, com o valor de potência crescente, a transmissão com pulsos RZ 50% mostrou um melhor desempenho. Esse resultado mostra-se em acordo com o exposto em [57], que analisou transmissões 224 Gb/s DP-16QAM com diferentes formatos de pulso RZ sem emprego de pré-filtragem óptica. No cenário específico avaliado neste trabalho, a transmissão com pulsos RZ 50% apresentou uma margem para incremento da potência de lançamento do sinal na fibra óptica que variou entre 0,5 dB e de 2 dB com respeito ao emprego de RZ 33% e RZ 67%, considerando o mesmo valor de BER, assim mostrado na Figura 6.11.

Diferentes resultados nos cenários de transmissão *back-to-back* e WDM em anel de recirculação indicam que a combinação entre *crosstalk* e efeitos não-lineares da fibra têm graus diferentes de impacto no desempenho de transmissores que fazem uso de pré-filtragem óptica.

6.2.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas os cenários experimentais e as análises comparativas realizadas considerando transmissões ópticas a taxas de 224 Gb/s por portadora, empregando o formato de modulação DP-16QAM e diferentes formatos de pulso com a técnica de pré-filtragem óptica. O objetivo desse trabalho foi averiguar a viabilidade do uso da técnica de pré-filtragem óptica em transmissões DP-16QAM a 28 Gbaud, buscando comparar os desempenhos entre configurações distintas. Foram avaliados os pulsos NRZ e RZ com três diferentes ciclos de trabalho (33%, 50% e 67%).

Verificou-se que a presença do *chirp* e juntamente com a ISI adicionada pela filtragem inviabiliza o uso do formato de pulso NRZ na configuração de transmissão WDM testada (20 canais, em uma grade padrão WDM com 50 GHz de espaçamento). Claramente os formatos de pulso RZ mostraram maior robustez. Embora os pulsos com 33% de ciclo de trabalho tenham mostrado melhor desempenho nos experimentos em *back-to-back* com uma única portadora filtrada, a mesma vantagem não foi verificada nos experimentos de transmissão WDM em regime quase linear de propagação dos sinais na fibra, nos quais um desempenho similar foi obtido para todos os formatos RZ testados.

Por fim, elevando-se os valores de potência de sinal na entrada dos enlaces de fibra, de modo a acrescentar impactos de efeitos não-lineares do canal na propagação das portadoras moduladas, verificou-se que o emprego do ciclo de trabalho de 50% para os pulsos RZ apresentou os melhores resultados de desempenho da transmissão, justificando a sua escolha nas avaliações posteriores deste trabalho. Os resultados apresentados nesta seção estão resumidos em [61].

6.3 Transmissão 400 Gb/s com Eficiência Espectral de 5,6 b/s/Hz

Na primeira seção deste capítulo foi mostrada a aplicação de uma técnica de geração óptica do formato de modulação DP-16QAM a partir do formato DP-QPSK. A SE do transmissor foi dobrada com o emprego do primeiro formato de modulação em detrimento do segundo duplicando a quantidade de bits associada por símbolo da constelação (Tabela 3). Em seguida (seção 6.2), relatou-se um estudo comparativo entre o emprego de diferentes formatos de pulso e pré-filtragem óptica no transmissor, num conjunto de canais WDM operando a taxas 224 Gb/s e com espaçamento de 50 GHz entre portadoras vizinhas.

Tabela 3: Comparativo entre sistemas empregando DP-QPSK e DP-16QAM em 28 Gbaud. A taxa útil de transmissão considerada representa a taxa total descontada dos 7% de redundância adicionado pelos códigos corretores de erro.

Formato de modulação	Taxa útil de transmissão	SE (esp. 50 GHz)
DP-QPSK	105 Gb/s	2,1 b/s/Hz
DP-16QAM	210 Gb/s	4,2 b/s/Hz

Esta seção mostra como os resultados relatados nas duas seções anteriores deste capítulo podem ser explorados para incrementar a SE do sistema, superando o valor de 4,2 b/s/Hz, pela redução do espaçamento entre portadoras moduladas sem comprometimento do desempenho da taxa de erro de bits do sistema.

Na Figura 6.12 encontra-se ilustrado o processo de redução do espaçamento entre portadoras viabilizado pela pré-filtragem óptica.

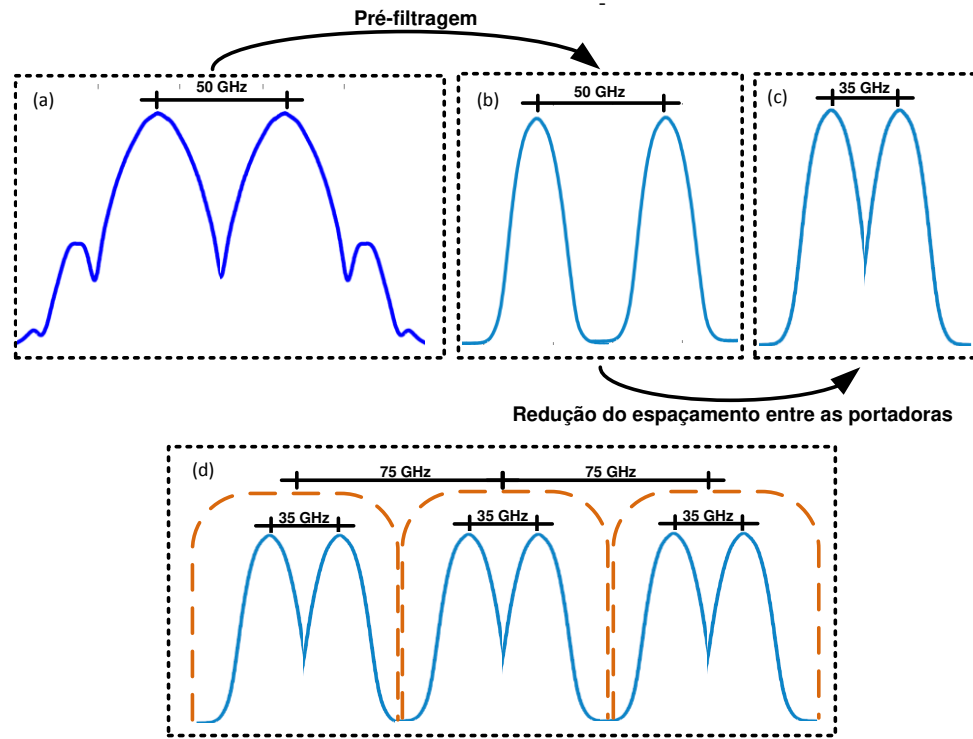


Figura 6.12: Redução do espaçamento entre portadoras após pré-filtragem óptica dos espectros modulados. (a) Portadoras moduladas com o formato de pulso RZ 50% e espaçadas de 50 GHz. (b) Portadoras moduladas após pré-filtragem óptica. (c) Espectro após redução do espaçamento para 35 GHz. (d) Transmissores 400 Gb/s em dupla portadora num sistema WDM com espaçamento entre canais de 75 GHz.

Com a redução gradativa do espaçamento entre portadoras verificou-se que a técnica proposta não implicou em nenhuma penalidade no desempenho da transmissão até a separação de 35 GHz, intervalo próximo do que foi reportado em [62-63]. Para este espaçamento, verificou-se uma melhoria de desempenho com a aplicação do formato de pulso RZ 50% e a pré-filtragem óptica gaussiana de 25 GHz, quando comparado ao emprego de pulsos NRZ. Na Figura 6.13 estão ilustrados os espectros e as constelações 16QAM correspondentes recuperadas no receptor para a transmissão 400 Gb/s em dupla de portadoras moduladas com DP-16QAM e pulsos NRZ e RZ 50% pré-filtrado em um cenário com espaçamento entre portadoras de 35 GHz. Visivelmente a qualidade do sinal recuperado com a técnica de pré-filtragem e pulsos RZ 50% é superior àquela alcançada com os pulsos NRZ.

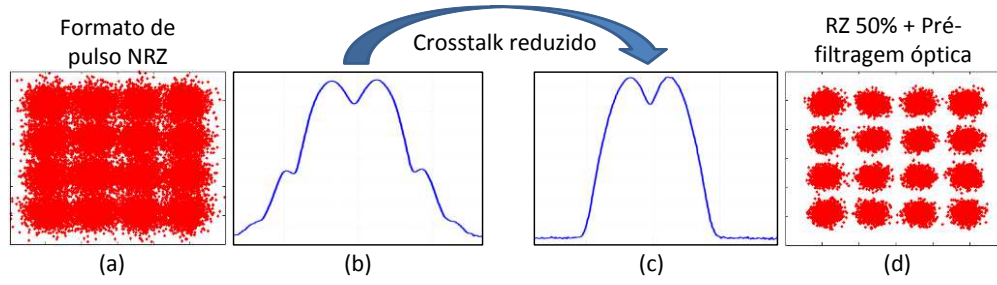


Figura 6.13: Ilustração das vantagens obtidas com o uso de formatos de pulso RZ com pré-filtragem óptica com relação ao uso de pulsos NRZ em uma configuração onde o espaçamento das duas portadoras é reduzido de 50 GHz para 35 GHz. (a) Constelação 16QAM recuperada com o emprego do formato de pulso NRZ. (b) Densidade espectral de potência obtida com o emprego de pulsos NRZ. (c) Densidade espectral de potência obtida com o emprego de pulsos RZ e pré-filtragem óptica gaussiana de 25 GHz. (d) Constelação 16QAM recuperada na configuração descrita em (c).

Como mostrado nas subseções seguintes, o ganho obtido com a técnica proposta e analisada neste trabalho permitiu a demonstração experimental de uma transmissão a 400 Gb/s por canal WDM em dupla de portadoras, com espaçamento de 75 GHz entre os canais e alcance de 678 km.

6.3.1 Montagem experimental

A configuração experimental e alguns detalhes sobre a geração dos sinais modulados estão ilustrados na Figura 6.14.

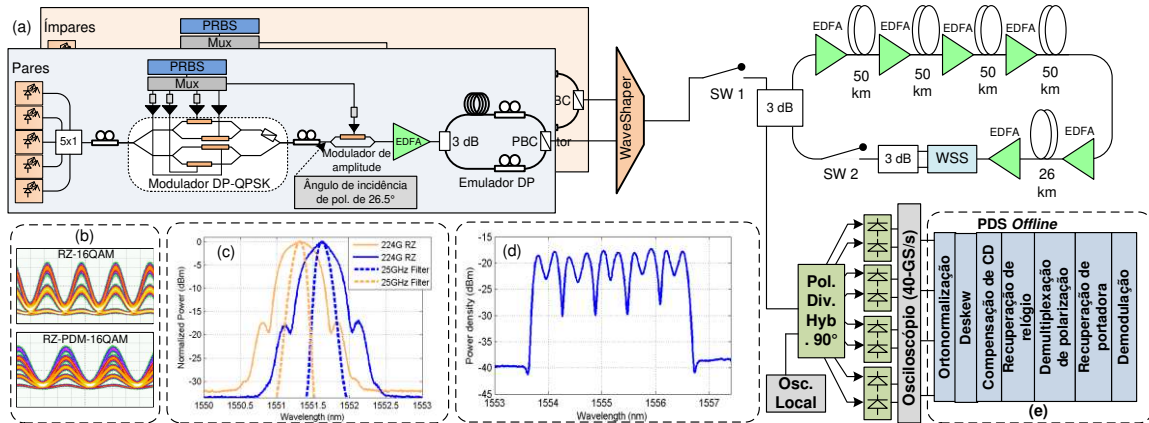


Figura 6.14: Arranjo experimental. (a) Geração 448-Gb/s em duas portadoras por canal; (b) Diagramas de olho de amplitude do sinal óptico modulado para 28 Gbaud RZ 16QAM e RZ DP-16QAM; (c) Espectro das portadoras 224 Gb/s RZ DP-16QAM e perfil de atenuação dos filtros gaussianos de 25-GHz de banda, utilizados na pré-filtragem; (d) Espectro correspondente a cinco canais 448-Gb/s, em uma grade WDM de 75-GHz; (e) Bloco com a representação da pilha de algoritmos de PDS utilizada no tratamento dos dados salvos.

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

Dez lasers de cavidade externa (*external cavity lasers*, ECL), com comprimento de onda sintonizável e largura de linha espectral aproximada de 100 kHz, foram utilizados como portadoras ópticas. A saída de cada laser foi acoplada a um controlador manual de estado de polarização. Os lasers foram divididos em dois conjuntos de cinco: *portadoras pares* e *portadoras ímpares* Figura 6.14 (a). Cada canal WDM 400 Gb/s foi definido por duas portadoras vizinhas moduladas, uma par e uma ímpar, separadas entre si por 35 GHz em frequência. Assim, no total, foram gerados cinco canais WDM 400 Gb/s. A separação entre canais, ou grade de canais WDM, foi definida como 75 GHz. O espectro óptico do conjunto de sinais gerado está ilustrado na Figura 6.14 (d).

A fim de gerar em banda base os sinais a serem transmitidos, um gerador de sequências binárias pseudoaleatórias (*pseudo random binary sequence*, PRBS) foi utilizado. Cada uma das oito saídas do gerador foi configurada para fornecer uma PRBS com codificação de linha NRZ polar, 500 mV_{pp} de amplitude de pico-a-pico e taxa de transmissão de 28 Gbaud. As sequências utilizadas possuíam comprimento $2^{15}-1$, sendo as mesmas descorrelacionadas entre si.

Os sinais provenientes do gerador receberam um ganho de potência ao passar por amplificadores de radiofrequência (RF) com largura de banda de 32 GHz e amplitude de saída 7,0 V_{pp}.

As saídas dos oito amplificadores, quatro a quatro, foram enviadas para dois moduladores DP-QPSK comerciais, com V_{π} de 3,5 V e 23 GHz da largura de banda. Cada modulador recebeu como entrada óptica um dos dois conjuntos de portadoras, pares ou ímpares.

Na saída dos moduladores encontravam-se as portadoras moduladas com 112 Gb/s NRZ DP-QPSK Figura 6.14 (a). Todo o controle de tensões de polarização dos MZM, necessário para manter o modulador DP-QPSK no ponto de operação correto, foi realizada automaticamente por uma placa eletrônica.

Após a geração das portadoras moduladas com 112 Gb/s NRZ DP-QPSK, passou-se ao estágio de conversão do formato de modulação das portadoras, de NRZ DP-QPSK para RZ 16QAM (seção 6.1). Um emulador de multiplexação em polarização foi utilizado para completar a geração das portadoras 224 Gb/s RZ DP-16QAM.

O uso de um filtro óptico de múltiplas entradas e com perfil de atenuação programável WaveShaper® permitiu que cada uma das portadoras resultantes fosse filtrada de forma

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

independente por um perfil de atenuação passa-faixa gaussiano, com 25 GHz de banda de 3 dB, e fossem combinadas na saída.

O espectro de duas portadoras 224 Gb/s RZ (50%) DP-16QAM e os perfis de atenuação dos filtros do WaveShaper estão ilustrados na Figura 6.14 (c). Portanto, na saída do WaveShaper encontravam-se um espectro de cinco canais WDM 448 Gb/s, em uma grade de 75 GHz, como ilustrado em Figura 6.14 (d). Nas tabelas 4 e 5 estão resumidas as principais informações sobre o sistema analisado.

Tabela 4: Sumário da configuração experimental do transmissor.

Número de portadoras	10
Número de canais WDM transmitidos	5
Espaçamento da grade de canais	75 GHz
Taxa de transmissão de símbolos por portadora	28 Gbaud
Formato de modulação	DP-16QAM
Largura de linha dos lasers ECL	~100 kHz
Fibra utilizada no anel de recirculação	Pure sílica, $A_{\text{eff}} = 80 \mu\text{m}^2$
Eficiência espectral	5,6 b/s/Hz
Sobrecarga do FEC	7%

Tabela 5: Sumário da configuração experimental do receptor.

Banda do receptor coerente	23 GHz
Taxa de amostragem do conversor A/D	40 Gamostras/s
Largura de banda do conversor A/D	20 GHz
Número de Taps do equalizador dinâmico	13
Quantidade de símbolos tratados por valor de BER estimado	448000

As portadoras moduladas foram transmitidas num anel de recirculação com 226 km de fibra óptica com núcleo de sílica pura ($A_{\text{eff}} = 80 \mu\text{m}^2$, $P_{\text{in}} = -5$ dBm por portadora), apenas com

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

amplificadores EDFA e uma WSS de grade flexível, de modo a definir uma filtragem passa-faixa de 75 GHz para cada canal WDM, em cada volta dada pelo sinal no percurso do anel. Do lado do receptor, a detecção coerente foi utilizada para recuperar o sinal transmitido. As saídas do receptor coerente foram amostradas por um osciloscópio de aquisição em tempo real de 40 Gamostras/s com largura de banda de 20 GHz. Para cada cenário de interesse, oito conjuntos de 80 mil amostras foram adquiridos a partir dos quais a BER média para cada portadora foi calculada.

Os dados salvos foram processados *offline* utilizando a pilha de algoritmos padrão para os procedimentos de *deskew* e ortonormalização, compensação da dispersão cromática, sincronização, demultiplexação de polarização e recuperação de portadora (ver capítulo 3).

6.3.2 Resultados e Análises

Na Figura 6.15 estão ilustradas as curvas de desempenho *back-to-back* obtidas para os transmissores 224 Gb/s RZ DP-16QAM e 448 Gb/s (2 x 224 Gb/s RZ DP-16QAM), após a avaliação dos dados experimentais adquiridos, bem como as curvas teóricas de desempenho para esses transmissores, considerando que ruído do canal pode ser caracterizado por um processo aleatório gaussiano branco.

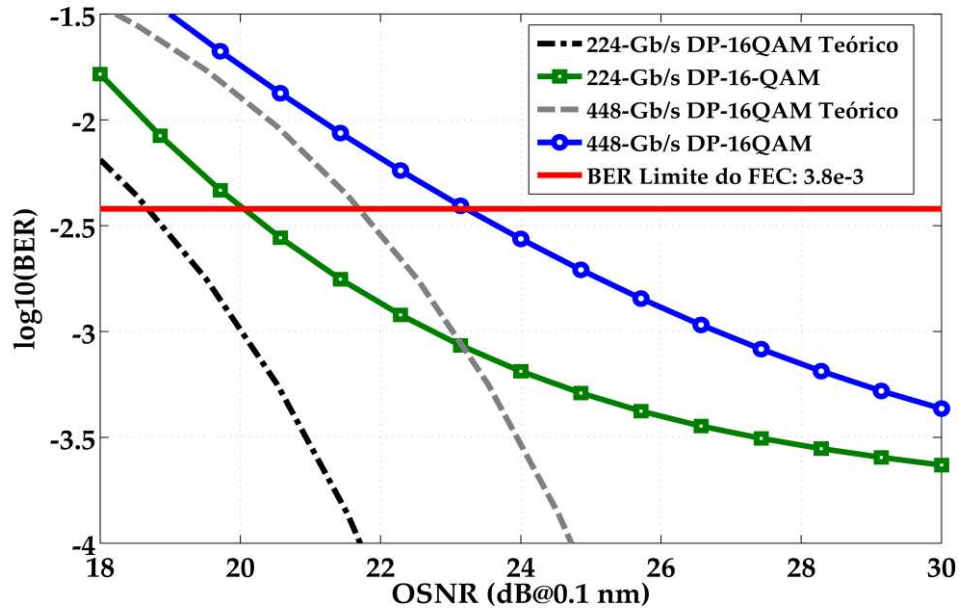


Figura 6.15: Desempenho teórico e experimental da transmissão em *back-to-back* para as configurações de transmissor avaliadas.

Para o 224 Gb/s RZ DP-16QAM mediu-se um valor de OSNR igual a 22,7 dB, referenciada à resolução de 0,1 nm ($dB@0,1nm$), necessária para que o sistema apresente uma BER de $1 \cdot 10^{-3}$. Desse modo, constatou-se uma penalidade de implementação de aproximadamente 2,7 dB com respeito à curva teórica correspondente.

Após a filtragem e multiplexação das portadoras, o transmissor 448 Gb/s (dupla de portadoras) requisitou um valor de OSNR ($dB@0,1nm$) de 26,8 dB para BER de $1 \cdot 10^{-3}$, correspondendo a uma penalidade de aproximadamente 3,8 dB em relação à curva teórica.

O desempenho experimental da transmissão está ilustrado na Figura 6.16 por uma curva de $\log_{10} BER$ em função da OSNR ($dB@0,1nm$) na entrada do receptor. Após a transmissão das portadoras via anel de recirculação, uma penalidade adicional com relação ao desempenho *back-to-back* do sistema foi verificada. Isso pode ser justificado pelo fato de que, com a transmissão das portadoras em anel de recirculação, surgem as penalidades de desempenho adicionais, provenientes dos efeitos de interferência entre canais (*crosstalk*) e efeitos não-lineares da fibra (principalmente auto-modulação de fase e modulação cruzada de fase).

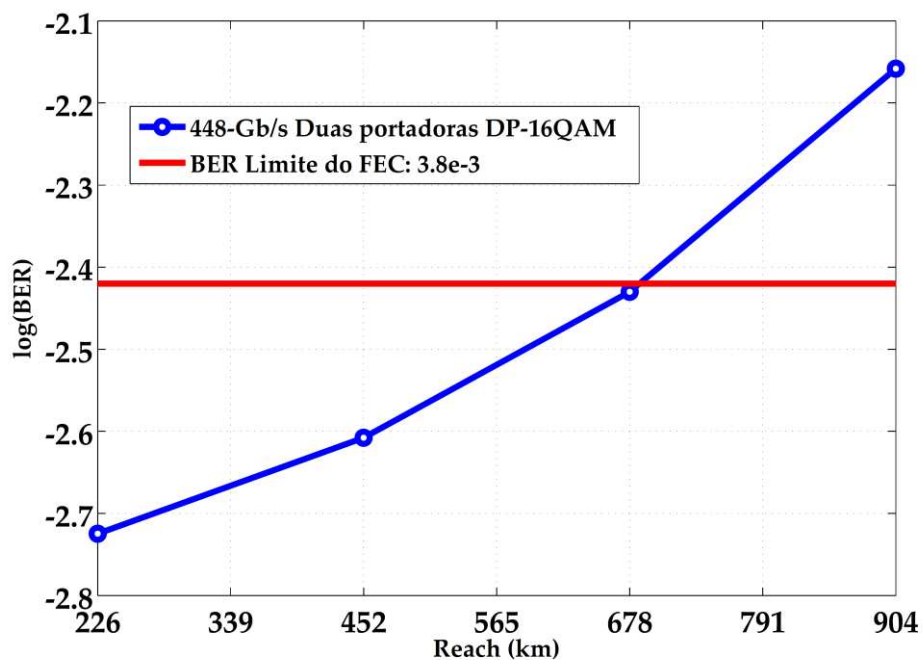


Figura 6.16: Desempenho experimental de BER em função do alcance da transmissão no anel de recirculação utilizado em laboratório.

CAPÍTULO 6. Resultados Experimentais

O acréscimo resultante no valor requerido de OSNR para que a BER se mantenha abaixo do limite permitido pelo FEC implica em uma redução do alcance do sistema, com respeito ao caso em que o ruído ASE gerado pelos EDFAs é o fator de impacto predominante na integridade do sinal transmitido. Nas condições descritas neste experimento, um alcance máximo de 678 km foi verificado para transmissão (três voltas no anel de recirculação).

Após 678 km de transmissão, estimou-se o valor mínimo de 26 dB de $OSNR$ ($dB@0,1nm$) por canal WDM como limite para que a BER de cada um obedecesse a restrição imposta pelo FEC: $BER < 3,8 \times 10^{-3}$. Comparando este valor com aquele correspondente ao mesmo valor de BER na curva do experimento *back-to-back*, estimou-se uma penalidade adicional de 2,8 dB.

Estes resultados podem ser melhor avaliados quando comparados com alguns trabalhos semelhantes que foram publicados em periódicos do estado da arte. Em [15] utiliza-se o formato de modulação RZ DP-16QAM gerado com emprego de sinais elétricos 4-PAM, também a uma taxa de transmissão de símbolos de 28 Gbaud, de modo que cada portadora transmita uma taxa total de 224 Gb/s. O alcance obtido foi de 670 km, com todas as portadoras respeitando a condição $BER < 3,8 \cdot 10^{-3}$. Embora o alcance seja próximo do resultado apresentado neste trabalho, em [15] a SE é de 4,2 b/s/Hz, contra 5,6 b/s/Hz aqui reportados.

Pode-se acrescentar também um comentário a respeito do desempenho dos enlaces empregados na transmissão. Em [15] a transmissão é demonstrada sobre um enlace ponto-a-ponto direto, sem as perdas de potência de sinal adicionais que ocorrem nas chaves de controle e acopladores ópticos, que reduzem o alcance da transmissão em experimentos com anel de recirculação.

Outro fator a ser devidamente considerado é o emprego de amplificação híbrida (Raman + EDFA) em [15]. Este tipo de amplificação fornece menores figuras de ruído, reduzindo a degradação da OSNR ao longo da distância propagada. Consequentemente, viabiliza alcances maiores para a transmissão, quando comparada com emprego exclusivo de amplificação por EDFAs, como foi abordado nos experimentos descritos neste trabalho.

Em [62], temos o estudo de um sistema muito similar ao que foi demonstrado neste trabalho. São exatamente dez portadoras, cada uma com taxa de transmissão de 224 Gb/s, formato de

modulação DP-16QAM, pré-filtradas e espaçadas de 37,5 GHz, o que leva a uma SE, também, de 5,6 b/s/Hz. O alcance chega a 656 km, em anel de recirculação, com amplificação híbrida. Novamente, em [62] torna-se ao uso da amplificação híbrida, cujos benefícios em detrimento do uso apenas de EDFAs já foram explicitados.

Adicionalmente, deve-se observar que em [62] a fibra que compõe os enlaces do anel de recirculação possui um núcleo de dimensões não-convencionais, com maior área transversal efetiva, diferentemente daquelas utilizadas nos experimentos deste trabalho. Isto implica na redução do impacto dos efeitos não-lineares do canal nas portadoras moduladas. Por conseguinte, a penalidade que tais efeitos impõem ao desempenho de BER da transmissão é amenizada, o que deve ampliar o alcance da mesma.

Mirando o cenário 400 Gb/s, embora as portadoras em [62] estejam espaçadas em frequência de 37,5 GHz, não há nenhuma demonstração de um espaçamento padrão de canais WDM que possa ser utilizado num ROADM com grade WDM flexível para rotear pares de portadoras 200 Gb/s, formando assim um canal 400 Gb/s em dupla de portadoras. Esse experimento, o mesmo grupo de autores que publicou [15] e [62], finalmente reportou em [63], em que é demonstrada uma transmissão 400 Gb/s em duas portadoras 200 Gb/s DP-16QAM adjacentes, em uma grade de canais WDM definida. Os resultados vistos em [63] mostram um incremento no alcance da transmissão, comparado com [15, 62]. Esse aumento foi obtido às custas da redução da eficiência espectral do sistema, que passou a ser de 4,8 b/s/Hz.

Comparando os resultados deste trabalho com aqueles relatados em [63], cabe novamente a maioria dos comentários já feitos acerca de [62]. Embora o alcance da transmissão em [63] tenha sido o maior a ser reportado, entre todos os aqui avaliados, o uso de fibra de maior área transversal e baixa atenuação aliado aos amplificadores híbridos fornece uma vantagem de desempenho com relação a um anel de recirculação que possua fibras nas dimensões comerciais padrão e apenas EDFAs.

Dessa forma, podemos situar este trabalho como sendo o primeiro a demonstrar a transmissão de um canal 400 Gb/s em duas portadoras DP-16QAM adjacentes, com uma eficiência espectral de 5,6 b/s/Hz, alcançando uma distância de 678 km num anel de recirculação que utiliza fibras de dimensões padrão de núcleo e apenas EDFAs como amplificadores.

6.3.3 Conclusões

Neste capítulo foi descrito o principal resultado alcançado com o trabalho desenvolvido sobre o cenário de estudo que foi delimitado previamente, nos capítulos 4 e 5. Foram sumarizados os detalhes experimentais da demonstração de uma transmissão por 678 km de cinco canais WDM carregando 400 Gb/s de informação cada. Cada canal foi constituído por duas portadoras moduladas com o formato DP-16QAM, cada uma transmitindo uma taxa de símbolos de 28 Gbaud.

Por meio do uso da técnica de pré-filtragem óptica dos sinais modulados com formatos de pulso RZ 50%, um acréscimo considerável da SE do sistema foi ganho, chegando esta ao valor de 5,6 b/s/Hz. Esse resultado reflete a eficiência da técnica de pré-filtragem óptica juntamente com o emprego de pulsos RZ para o aumento da SE do sistema sem que o desempenho das portadoras seja criticamente deteriorado por ISI ou *crosstalk*.

Do que foi visto nas referências bibliográficas do estado da arte em transmissão óptica coerente, esse foi o primeiro trabalho a demonstrar experimentalmente uma transmissão de canais WDM 400 Gb/s, empregando duas portadoras DP-16QAM a 28 Gbaud por canal, alcançando SE de 5,6 b/s/Hz, sem o emprego de pulsos de Nyquist, ou OFDM no transmissor. Os resultados apresentados nesta seção estão resumidos em [64].

Por conseguinte, também foi demonstrada pela primeira vez a viabilidade de uma grade WDM com apenas 75 GHz de espaçamento entre canais adjacentes para acomodar uma transmissão de 400 Gb/s. Obteve-se um alcance de 678 km para a transmissão, próprio para aplicações em redes metropolitanas. O alcance foi obtido sem o uso de amplificação Raman, ou fibras de área transversal efetiva larga, ou seja, num cenário mais próximo da realidade das redes atualmente operantes, ao contrário de trabalhos similares publicados [15, 62-63].

7 Considerações finais

Neste trabalho foi apresentado uma análise direcionada ao aumento da eficiência espectral da transmissão digital óptica coerente em taxas da ordem de 200 e 400 Gb/s para redes ópticas WDM de abrangência metropolitana. Tal estudo foi circunscrito num cenário contemplando as principais limitações tecnológicas apresentadas pelos dispositivos ópticos e eletrônicos padronizados para transmissores comerciais operando a 100 Gb/s.

Para tal, realizou-se uma revisão bibliográfica do estado da arte em transmissão digital óptica coerente, com foco em sistemas de alta eficiência espectral e taxas de transmissão acima de 100 Gb/s por canal WDM. O objetivo cumprido com o estudo preliminar consistiu no entendimento das técnicas de modulação empregadas no estado da arte em sistemas de transmissão óptica digital, bem como as funcionalidades e modelos físicos dos dispositivos fundamentais na arquitetura dos transmissores ópticos coerentes.

O passo seguinte foi delimitar o cenário a ser investigado. Optou-se pelo estudo de desempenho da transmissão com o formato de modulação digital DP-16QAM visando transmissões a 200 Gb/s e acima, por canal WDM.

Demonstrou-se experimentalmente uma transmissão de 224 Gb/s por portadora modulada através de uma técnica de conversão óptica linear do formato de modulação DP-QPSK para o formato 16QAM, preservando parte da estrutura já utilizada nos transmissores 100 Gb/s DP-QPSK.

As dificuldades de geração do formato DP-16QAM com frequência de sinalização de 28 Gbaud foram contornadas com o emprego dos formatos de pulso RZ. A supressão do *chirp* oriundo do processo de modulação externa, alcançada com o emprego de formatos de pulso RZ, permitiu uma melhoria de desempenho da transmissão otimizando-o em termos de taxa de erro de bits por razão sinal ruído óptica na entrada do receptor coerente.

Uma vez que a demasiada ocupação espectral de sinais modulados com sequências de pulso RZ é um detrator da eficiência espectral do sistema, passou-se então ao estudo da pré-filtragem óptica como forma de reduzir as bandas espectrais alocadas para cada portadora modulada.

CAPÍTULO 7. Considerações finais

Uma análise comparativa de desempenho da transmissão foi feita com relação ao emprego de três diferentes formatos de pulso RZ (RZ 33%, RZ 50% e RZ 67%). Nesta análise observou-se que o uso do formato RZ 50% aliado à pré-filtragem apresentou o melhor desempenho num cenário de transmissão WDM limitado por efeitos não-lineares. A estratégia de pré-filtragem que foi seguida pautou-se no princípio de casamento de filtros entre os sinais transmitidos e a resposta em frequência do receptor coerente.

Mostrou-se que a partir do uso de formatos de pulso RZ 50% e filtragem óptica passa-faixa na saída do transmissor é possível alcançar eficiências espectrais próximas a 5,6 b/s/Hz, em transmissões a 28 Gbaud, o que se constitui num expressivo resultado dadas as restrições impostas ao projeto do transmissor.

Finalmente, demonstrou-se experimentalmente que as técnicas estudadas viabilizam o encaixe numa grade WDM com 75 GHz de espaçamento um canal transmitindo uma taxa líquida de 400 Gb/s, em dupla de portadoras RZ 50% DP-16QAM pré-filtradas. O alcance da transmissão avaliado para o sistema proposto, entre 600 e 700 km, é compatível com os requerimentos das redes ópticas de núcleo com abrangência metropolitana.

8 Referências Bibliográficas

- [1] Agrawal, G. P., “*Fiber-Optic Communications Systems*”, 3ª ed, Wiley, 2002.
- [2] Ramaswami, R., Sivarajan, K. N. “*Optical Networks: A Pratical Perspective*”. Morgan Kaufmann Publishers, 2002.
- [3] Van Den Borne, D., Sleiffer, V., Alfiad, M. S., Jansen, S. L., G. Eason, B., "Towards 400G and beyond: how to design the next generation of ultra-high capacity transmission systems", *Opto Electronics And Communications Conference (OECC)*, 2011.
- [4] Winzer, P. J., "High-Spectral-Efficiency Optical Modulation Formats", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, nº. 24, pags. 3824 – 3835, Dez. 2012.
- [5] Winzer, P. J., Essiambre, R.-J., "Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, nº 12, pags. 4711-4728, Dez. 2006.
- [6] Winzer, P. J., Essiambre, R., "Advanced Optical Modulation Formats," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, nº. 5, pags. 952 - 985, Maio 2006.
- [7] Winzer, P. J., Essiambre, R. -J, "Receivers for advanced optical modulation formats," *The 16th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, 2003 (LEOS 2003) , vol. 2, pags. 759 – 760, Out. 2003.
- [8] Djordjevic, I. B., Ryan, W., Vasic, B., “*Coding for Optical Channels*”. New York, Springer-Verlag, 2010.
- [9] Essiambre, R.-J., Kramer, G., Winzer, P. J., Foschini, G. J., Goebel, B. “Capacity Limits of Optical Fiber Networks”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, nº. 4, pags. 662-701, Fev. 2010.

Referências Bibliográficas

- [10] Chandrasekhar, S., Liu, X., "OFDM Based Superchannel Transmission Technology," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, nº. 24, pags. 3816-3823, Dez. 2012.
- [11] Wang, J., Xie, C., and Pan, Z., "Generation of Spectrally Efficient Nyquist-WDM QPSK Signals using DSP Techniques at Transmitter," *Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (Optical Society of America)*, paper OM3H.5., 2012.
- [12] Dong, Z., Xinying Li, Jianjun Yu, Nan Chi, "6 × 144-Gb/s Nyquist-WDM PDM-64QAM Generation and Transmission on a 12-GHz WDM Grid Equipped With Nyquist-Band Pre-Equalization," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, nº. 23, pags. 3687-3692, Dez. 2012.
- [13] Cigliutti, R., Nespola, A., Zeolla, D., Bosco, G., Carena, A., Curri, V., Forghieri, F., Yamamoto, Y., Sasaki, T., Poggiolini, P., "Ultra-Long-Haul Transmission of 16x112 Gb/s Spectrally-Engineered DAC-Generated Nyquist-WDM PM-16QAM Channels with 1.05x(Symbol-Rate) Frequency Spacing," *Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (Optical Society of America)*, paper OTh3A.3. 2012.
- [14] Gnauck, A. H., Winzer, P. J., Chandrasekhar, S., X. Liu, B. Zhu Peckham, D. W., "Spectrally Efficient Long-Haul WDM Transmission Using 224-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, nº. 4, pags. 373-377, Fev., 2011.
- [15] Alfiad, M. S., Kuschnerov, M., Jansen, S. L., Wuth, T., Van den Borne, D., de Waardt, H., "11 x 224-Gb/s POLMUX-RZ-16QAM Transmission Over 670 km of SSMF With 50-GHz Channel Spacing," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, nº. 15, pags. 1150-1152, Ago. 2010.
- [16] Winzer, P. J., Gnauck, A. H., Chandrasekhar, S., Draving, S., Evangelista, J., Zhu, B., "Generation and 1,200-km Transmission of 448-Gb/s ETDM 56-Gbaud PDM 16-QAM using a Single I/Q Modulator", *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, 2010.
- [17] Zhou, X., Nelson, L., Isaac, R., Magill, P., Zhu, B., Peckham, D. W., Borel, P., Carlson, K., "800km transmission of 5x450-Gb/s PDM-32QAM on the 50GHz grid using electrical and optical spectral shaping," *37th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, Set. 2011.

- [18] Schmidt-Langhorst, C., Ludwig, R., Hu, H., Schubert, C. "1 Tb/s Transmission on a Single Wavelength Channel for Future Terabit Ethernet", *Symposium on Photonic Networks, ITG*, 2009.
- [19] Raybon, G., Randel, S., Adamiecki, A., Winzer, P. J., Salamanca, L., Urbanke, R., Chandrasekhar, S., Konczykowska, A., Jorge, F., Dupuy, J., Buhl, L. L., Draving, S., Grove, M., Rush, K., "1-Tb/s dual-carrier 80-Gbaud PDM-16QAM WDM transmission at 5.2 b/s/Hz over 3200 km", *IEEE Photonics Conference (IPC)*, Set. 2012.
- [20] Proakis, J. G., "*Digital Communications*", 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [21] Seimetz, M., "*High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*", Springer Series in Optical Sciences, 2009.
- [22] Cover, T. M., Thomas, J. A., *Elements of Information Theory*, 2nd ed. New York: Wiley, 2006.
- [23] Rosa, E. S., Silva, F. A., Ribeiro, V. B., Diniz, J. C. M., Silva, R., Herbster, A. F., Silva, E. P., Juriollo, A. A., Paradisi, A., Oliveira, J. C. R. F., "112 Gb/s DP-QPSK coherent optical transmission over 3000 km using an complete set of digital signal processing algorithms", *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, 2011.
- [24] Savory, S. J., "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, nº. 5, pages. 1164-1179, Set.-Out. 2010.
- [25] Ribeiro, V. B., "Filtros digitais para recepção coerente em 112 Gb/s de sinais ópticos com modulação QPSK e multiplexação por divisão em polarização", Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, SP, Agosto, 2012.
- [26] Parahyba, V. E. S., Ribeiro, V. B., Romano, J. M. T., Oliveira, J. C. R. F., "Métodos de ortonormalização em tempo real para transmissão óptica coerente DP-QPSK a 112Gbit/s", *XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBRT 11*, Vol. CD-Rom, pp.1-6, Curitiba, PR, Brasil, 2011.

Referências Bibliográficas

- [27] Savory, S. J., "Digital filters for coherent optical receivers", *Optics Express*, vol. 16, pags. 804-817, 2008.
- [28] Gardner, F. M., "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34, nº. 5, pags. 423-429, Maio 1986.
- [29] Winzer, P. J., "High-Spectral-Efficiency Optical Modulation Formats", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, nº. 24, pags. 3824-3835, Dez. 2012.
- [30] Ribeiro, V. B., Diniz, J. C. M., Parahyba, V. E. S., Rosa, E. S., Ranzini, S. M., Silva, F. A., Oliveira, J. C. R. F., "Processamento de sinais para redes ópticas coerentes digitais de alta velocidade." *Cadernos CPQD tecnologia*, vol. 7, pags. 7-29, 2011.
- [31] Portela, T. F., Mello, D. A. A., "Novel Non-Data-Aided Clock Recovery Method for DP-QPSK Systems With CMA Equalizers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, nº. 19, pags. 1696-1699, Out. 2012.
- [32] Zhou, X., Chen, X.; Zhou, W., Fan, Y, Zhu H., Li, Z., "Digital timing recovery combined with adaptive equalization for optical coherent receivers," *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP)*, Nov. 2009.
- [33] Cai, Y., Cai, J.-X., Davidson, C.R., Foursa, D., Lucero, A., Sinkin, O., Pilipetskii, A., Mohs, G., Bergano, N. S., "High spectral efficiency long-haul transmission with pre-filtering and maximum a posteriori probability detection", *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, Set. 2010.
- [34] Cai, Y., Foursa, D.G., Davidson, C. R., Cai, J. -X., Sinkin, O., Nissov, M., Pilipetskii, A., "Experimental demonstration of coherent MAP detection for nonlinearity mitigation in long-haul transmissions", *Conference on Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Mar. 2010.
- [35] Cai, J.-X., "100G Transmission Over Transoceanic Distance With High Spectral Efficiency and Large Capacity", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, nº. 24, pags. 3845-3856, Dez. 2012.

- [36] Alfriad, M. S., Van den Borne, Dirk, Hauske, F. N., Napoli, A., Koonen, A. M. J., De Waardt, H., "Maximum-Likelihood Sequence Estimation for Optical Phase-Shift Keyed Modulation Formats", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, n°. 20, pags. 4583-4594, Out. 2009.
- [37] Kawanishi, T., Kanno, A., "LiNbO3 modulator for modern optical communications", *17th Opto-Electronics and Communications Conference (OECC)*, pags. 65-66, Jul. 2012.
- [38] Richter, T., Kroh, M., Jin Wang, Theurer, A., Zawadzki, C., Ziyang Zhang, Keil, N., Steffan, A., Schubert, C., "Integrated polarization-diversity coherent receiver on polymer PLC for QPSK and QAM signals", *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Mar. 2012.
- [39] Beling, A., Ebel, N., Matiss, A., Unterborsch, G., Nolle, M., Fischer, J. K., Hilt, J., Molle, L., Schubert, C., Verluise, F., Fulop, L., "Fully-integrated polarization-diversity coherent receiver module for 100G DP-QPSK", *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Mar. 2011.
- [40] Gnauck, A. H., Winzer, P. J., Konczykowska, A., Jorge, F., Dupuy, J., Riet, M., Charlet, G., Zhu, B., Peckham, D.W., "Generation and Transmission of 21.4-Gbaud PDM 64-QAM Using a Novel High-Power DAC Driving a Single I/Q Modulator", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, n°. 4, pags. 532-536, Fev. 2012.
- [41] Bononi, A., Rossi, N., Serena, P., "Transmission Limitations due to Fiber Nonlinearity," *Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (Optical Society of America)*, paper OWO7. 2011.
- [42] Bosco, G., Curri, V., Carena, A., Poggiolini, P., Forghieri, F., "On the Performance of Nyquist-WDM Terabit Superchannels Based on PM-BPSK, PM-QPSK, PM-8QAM or PM-16QAM Subcarriers", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, n°. 1, pags. 53-61, Jan. 2011.
- [43] Winzer, P. J., "Beyond 100G Ethernet", *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, n°. 7, pags. 26-30, Jul. 2010.
- [44] Yamanaka, S., Kobayashi, Takayuki, Nagatani, M., "High-Order Multi-Level Optical Transmission for beyond 100 Gb/s Using High-Speed DACs", *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, Out. 2011.

Referências Bibliográficas

- [45] Qi, J., Bangning Mao, Gonzalez, N., Le Nguyen Binh, Stojanovic, N., "Generation of 28GBaud and 32GBaud PDM-Nyquist-QPSK by a DAC with 11.3GHz analog bandwidth," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Mar. 2013.
- [46] Hayee, M. I., Willner, A. E., "NRZ versus RZ in 10–40-Gb/s dispersion-managed WDM transmission systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, nº. 8, pags. 991-993, Ago. 1999.
- [47] Caspar, C., Foisel, H. M., Gladisch, A., Hanik, N., Küppers, F., Ludwig, R., Mattheus, A., Pieper, W., Strebel, B., Weber, H. G., "RZ versus NRZ modulation format for dispersion compensated SMF-based 10 Gb/s transmission with more than 100-km amplifier spacing", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, nº. 4, pags. 991–993, Abr. 1999.
- [48] Ennser, K., Petermann, K., "Comparison of NRZ- and RZ-modulation format for 40-Gb/s TDM standard-fiber systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 3, pags. 398–400, Mar. 1997.
- [49] Bosco, G., Carena, A., Curri, V., Gaudino, R., Poggiolini, P., "On the use of NRZ, RZ, and CSRZ modulation at 40 Gb/s with narrow DWDM channel spacing", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, nº. 9, pags. 1694- 1704, Set. 2002.
- [50] Cartledge, J. C., Burley, G. S., "The effect of laser chirping on lightwave system performance", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, nº. 3, pags. 568-573, Mar. 1989.
- [51] Seimetz, M., "Laser Linewidth Limitations for Optical Systems with High-Order Modulation Employing Feed Forward Digital Carrier Phase Estimation", *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Fev. 2008.
- [52] Pfau, T., Hoffmann, S., Noe, R., "Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept With Feedforward Carrier Recovery for M -QAM Constellations", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, nº. 8, pags. 989-999, Abr. 2009.

- [53] Koyama, F., Iga, K., "Frequency chirping in external modulators", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, n°. 1, pags. 87-93, Jan. 1988.
- [54] Wooten, E. L., Kissa, K. M., Yi-Yan, A., Murphy, E. J., Lafaw, D. A., Hallemeier, P. F., Maack, D., Attanasio, D. V., Fritz, D. J., McBrien, G. J., Bossi, D. E., "A review of lithium niobate modulators for fiber-optic communications systems", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, n°. 1, pags. 69-82, Jan.-Fev. 2000.
- [55] Choi, H. Y., Tsuritani, T., Morita, I., "Effects of LN modulator chirp on performance of digital coherent optical transmission system", *10th International Conference on Optical Internet (COIN)*, Maio, 2012.
- [56] Haykin, S., *Sistemas de comunicação analógicos e digitais* 4.ed, Bookman, Porto Alegre, 2004.
- [57] Behrens, C., Makovejs, S., Killey, R. I., Savory, S. J., Ming Chen, Polina Bayvel, "Pulse-shaping versus digital backpropagation in 224Gbit/s PDM-16QAM transmission.", *Optics Express*, vol. 19, n°. 14, pags. 12879-12884, 2011.
- [58] Silva, E. P., Carvalho, L. H. H., Silva, R., Perin, J. P. K., Cardoso, P. P. G., Oliveira, J. C. R. F., "Geração Óptica Experimental do Formato de Modulação DP-16QAM para Transmissões Ópticas de Alta Eficiência Espectral". *Anais MOMAG 2012*, 2012.
- [59] Ip, E., Kahn, J. M., "Power spectra of return-to-zero optical signals", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n°. 3, pags. 1610-1618, Mar. 2006.
- [60] ITU-T, G.694.1 Telecommunication Standardization Sector of ITU, "*Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*", Edition 2.0, ITU-T G.694.1 2012.
- [61] Silva, E. P., Carvalho, L. H. H., Lopes, M. L., Ribeiro, V. B., Bordonalli, A. C., Oliveira, J. C. R. F., "Performance comparison of RZ pulse formats in PDM-16QAM transmissions high rates with optical pre-filtering", *Proc. SPIE 8647, Next-Generation Optical Communication: Components, Sub-Systems, and Systems II*, 86470L, Jan. 2013.

Referências Bibliográficas

- [62] Sleiffer, V.A.J.M., Alfiad, M. S., Van Den Borne, D., Kuschnerov, M., Veljanovski, V., Hirano, M., Yamamoto, Y., Sasaki, T., Jansen, S. L., Wuth, T., de Waardt, H., "10 x 224-Gb/s POLMUX-16QAM Transmission Over 656 km of Large- PSCF With a Spectral Efficiency of 5.6 b/s/Hz", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, nº. 20, pags. 1427-1429, Out. 2011.
- [63] Sleiffer, V. A. J. M., Van Den Borne, D., Veljanovski, V., Kuschnerov, M., Hirano, M., Yamamoto, Y., Sasaki, T., Jansen, S. L., de Waardt, H., "Transmission of 448-Gb/s dual-carrier POLMUX-16QAM over 1230 km with 5 flexi-grid ROADMs passes," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Mar. 2012.
- [64] Silva, E. P., Carvalho, L. H. H, Franciscangelis, C., Diniz, J. C. M., Oliveira, J. C. R. F., and Bordonalli, A., "Spectrally-Efficient 448-Gb/s dual-carrier PDM-16QAM channel in a 75-GHz grid," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, OSA Technical Digest (online) (Optical Society of America), artigo JTh2A.39. 2013.