



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

ANDRÉ LUIZ NUNES DE SOUZA

**Seleção de parâmetros de transmissão para
redes ópticas com transceptores com taxa de
código variável.**

CAMPINAS

2018

ANDRÉ LUIZ NUNES DE SOUZA

SELEÇÃO DE PARÂMETROS DE TRANSMISSÃO PARA REDES ÓPTICAS
COM TRANSCEPTORES COM TAXA DE CÓDIGO VARIÁVEL.

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello

Co-orientador: Dr. Jacklyn Dias Reis

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA TESE DEFENDIDA PELO ALUNO ANDRÉ LUIZ NUNES DE SOUZA, E ORIENTADA PELO PROF. DR. DARLI AUGUSTO DE ARRUDA MELLO.

CAMPINAS

2018

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): Não se aplica.

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

So89s Souza, André Luiz Nunes de, 1990-
Seleção de parâmetros de transmissão para redes ópticas com transceptores com taxa de código variável / André Luiz Nunes de Souza. – Campinas, SP : [s.n.], 2018.

Orientador: Darli Augusto de Arruda Mello.

Coorientador: Jacklyn Dias Reis.

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

1. Redes ópticas elásticas. 2. Processamento digital de sinais. 3. Otimização. I. Mello, Darli Augusto de Arruda, 1976-. II. Reis, Jacklyn Dias. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Parameter selection in optical networks with variable-code-rate transceivers

Palavras-chave em inglês:

Elastic optical networks

Digital signal processing

Optimization

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Darli Augusto de Arruda Mello [Orientador]

Raul Camelo de Andrade Almeida Júnior

Hélio Waldman

Data de defesa: 20-04-2018

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA – DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: André Luiz Nunes de Souza RA: 080679

Data da Defesa: 20 de abril de 2018

Título da Tese: “Seleção de Parâmetros de Transmissão para Redes Ópticas com Transceptores com Taxa de Código Variável”

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Raul Camelo de Andrade Almeida Júnior (/UFPE)

Prof. Dr. Hélio Waldman (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Resumo

Os futuros transceptores ópticos coerentes serão capazes de ajustar parâmetros do sinal transmitido (formato de modulação, taxa de símbolo, taxa de codificação e número de subportadoras) de acordo com as condições do enlace óptico, de modo a usar o espectro disponível de modo mais eficiente. Quanto maior for a flexibilidade do transceptor, mais complexa se torna a tarefa de encontrar o conjunto ótimo de parâmetros para cada situação, devido ao grande número de possibilidades. Esse trabalho utiliza uma combinação de derivações teóricas e resultados experimentais para recomendar o melhor conjunto de parâmetros para satisfazer uma demanda a ser roteada, levando em conta limitações reais dos algoritmos de processamento digital de sinais e dos transceptores. Os formatos de modulação utilizados foram 4-/8-/16-/64-QAM em taxas de símbolo variando de 8 a 32 GBd em passos de 2 GBd. Os resultados mostram que, quanto maior a granularidade de taxas de código implementadas pelo codificador/decodificador, maior a capacidade de redução da banda ocupada. Além disso, observa-se que os pontos ótimos de operação exigem cabeçalhos de FEC que variam de quase 0 até 145%, uma importante diretriz para o desenvolvimento de novos transceptores flexíveis.

Palavras-chaves: Sistemas ópticos coerentes; Processamento digital de sinais; Otimização.

Abstract

Future coherent optical transceivers will be able to adjust several parameters of the transmitted signal (modulation format, symbol rate, coding rate and number of subcarriers) according to optical link conditions so as to use the network as efficiently as possible. The greater the flexibility of the transceiver, the more complex the task of finding the optimal set of parameters for each situation, due to the large number of possibilities. This work uses a combination of theoretical derivations and experimental results to recommend the best set of parameters to satisfy a demand to be routed, accounting for limitations of digital signal processing algorithms and transceivers. The modulation formats used were 4-/8-/16-/64-QAM at symbol rates ranging from 8 to 32 GBd in 2-GBd steps. The results show that the higher the code rate granularity implemented by the encoder/decoder, the greater the bandwidth reduction capacity. In addition, it is noted that the optimal points require FEC overheads ranging from almost 0 to 145%, an important guideline for the development of future flexible transceivers.

Keywords: Coherent optical systems; Digital signal processing; Optimization.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Evolução do produto capacidade \times distância de sistemas ópticos entre os anos de 1975 e 2000 [Adaptada de [2]].	16
Figura 2 – (a) Transceptor tipo BVT. (b) Transceptor tipo S-BVT.	19
Figura 3 – (a) Limites de capacidade. (b) Taxa de bit alcançável assumindo um esquema de FEC ótimo para 30 GBd e 32 GBd.	25
Figura 4 – Formatos de modulação QAM para diferentes ordens (M), com a distância mínima entre símbolos vizinhos indicada pela linha pontilhada em vermelho, E é a energia média da constelação.	29
Figura 5 – Espectro de perdas de uma fibra monomodo produzida em 1979. Algumas curvas teóricas das principais fontes de atenuação são mostradas (linhas pontilhadas e tracejada), além de uma curva com a soma dos efeitos (linha sólida) [Adaptada de [2]].	32
Figura 6 – Representação de um <i>link multi-span</i> , evolução da (b) potência óptica e da (c) OSNR em função da distância transmitida.	33
Figura 7 – Simulação computacional do efeito de alargamento temporal dos pulsos transmitidos em função da dispersão cromática. (a) Sinal transmitido, (b) sinal após 100 km de fibra, (c) após 250 km e (d) após 500 km. . .	34
Figura 8 – Evolução da OSNR recebida em função da potência de lançamento para transmissão de 1 único canal com banda de 50 GHz (linha sólida azul) e 81 canais de 50 GHz (linha pontilhada vermelha) segundo o modelo GN.	36
Figura 9 – Esquemático de um receptor coerente típico. E_S é o sinal recebido e E_{lo} é o oscilador local. 1) Bloco de condicionamento do canal; 2) compensação estática do canal; 3) correção do erro de temporização; 4) equalização dinâmica do canal; blocos de recuperação do desvio de frequência (5) e de fase (6) da portadora.	37
Figura 10 – Representação de um receptor coerente com diversidade de fase.	38
Figura 11 – Representação de um receptor coerente com diversidade de fase e de polarização. PBS - <i>polarization beam splitter</i>	40

Figura 12 – Sinal 16-QAM (a) transmitido afetado por ruído AWGN e (b) com desvio de híbrida.	42
Figura 13 – Representação gráfica da ortonormalização de Gram-Schmidt.	43
Figura 14 – Arquitetura típica de um equalizador dinâmico.	46
Figura 15 – Representação dos raios escolhidos (R_1 e R_2) por serem os mais próximos dos símbolos equalizados (s_1 e s_2) para calcular o erro no equalizador radialmente dirigido.	48
Figura 16 – Representação dos símbolo escolhidos (\hat{y}_1 e \hat{y}_2) por serem os pontos da constelação ideal mais próximos dos símbolos equalizados e com portadora recuperada (y_1 e y_2) para calcular o erro no equalizador de mínimo erro quadrático médio.	49
Figura 17 – Evolução temporal de um sinal 16-QAM (a) apenas com desvio de frequência, (b) apenas com ruído de fase e (c) com ambos. A evolução temporal de apenas quatro símbolos é mostrada para apresentar os efeitos com maior clareza.	51
Figura 18 – Efeito de elevar constelações ideais à M-ésima potência. Círculos vazados representam o sinal original e círculos preenchidos o sinal elevado à M-ésima potência para os formatos de modulação (a) 4-QAM, (b) 8-QAM, (c) 16-QAM e (d) 64-QAM	53
Figura 19 – a) Arquitetura geral do BPS e b) arquitetura interna de um bloco. . .	54
Figura 20 – Simetria de diversas constelações M-QAM.	56
Figura 21 – Diagrama que representa a metodologia utilizada para encontrar os parâmetros de transmissão ótimos.	57
Figura 22 – Diagrama de um sistema de comunicação genérico.	58
Figura 23 – Curva de capacidade do canal gaussiano para símbolos equiprováveis de alguns formatos de modulação. Sinais com duas polarizações.	60
Figura 24 – Desempenho de um LDPC ilustrativo com palavra código de 3600 bits e diferentes tamanhos de <i>overhead</i>	62
Figura 25 – Taxa líquida de bit em função da SNR para diferentes formatos de modulação e taxas de código. Taxas de símbolo: a)8 GBd e 10 GBd e b)30 GBd e 32 GBd.	63

Figura 26 – Taxa líquida de bit em função da OSNR para diferentes formatos de modulação e taxas de código. Taxas de símbolo: a)8 GBd e 10 GBd e b)30 GBd e 32 GBd.	64
Figura 27 – Ilustração da equivalência para o modelo GN em (a) considerar vários canais Nyquist ocupando toda a banda disponível e (b) apenas um canal de banda equivalente.	67
Figura 28 – Taxa líquida de bit em função do alcance transparente para diferentes formatos de modulação e taxas de código. Taxas de símbolo: a)8 GBd e 10 GBd e b)30 GBd e 32 GBd.	69
Figura 29 – Diagrama que representa a metodologia utilizada para encontrar os parâmetros de transmissão ótimos, atualizado para considerar efeitos da transmissão dos sinais em sistemas ópticos reais.	70
Figura 30 – Montagem experimental. Linhas vermelhas e pretas representam sinais eletrônicos e ópticos, respectivamente. A adição de ruído amplificado é usado para simular os efeitos combinados da ASE e do ruído não-linear depois da propagação em fibra. Essa representação está de acordo com o modelo GN descrito na Seção 3.4, que trata ambos ruídos como AWGN.	72
Figura 31 – Curvas de SNRxOSNR para (a) 4-QAM a 32 GBd, (b) 8-QAM a 32 GBd, (c) 16-QAM a 30 GBd e (d) 64-QAM a 18 GBd com diferentes algoritmos de equalização.	76
Figura 32 – Relação experimental de OSNR e taxa líquida de bit para um sinal 16-QAM a 30 GBd usando recuperação de fase supervisionada (DA) e não supervisionada (NDA).	77
Figura 33 – Comparação da qualidade do sinal recuperado com diferentes tamanhos da janela do BPS.	77
Figura 34 – a) Arquitetura geral do BPS e b) arquitetura interna de um bloco.	79
Figura 35 – a) Arquitetura geral do BPS modificado e b) arquitetura interna de um bloco.	80
Figura 36 – Curvas experimentais de OSNR por SNR usando algoritmo de recuperação de fase supervisionado (DA) ou não supervisionado (NDA) para diferentes formatos de modulação a (a) 10 GBd e (b) 30 GBd.	82

- Figura 37 – A primeira linha mostra os resultados de capacidade obtidos a partir das curvas experimentais de OSNR *vs.* SNR. A relação entre alcance transparente e taxa de bit é mostrada na segunda linha. A primeira e segunda coluna representam as taxas de símbolo 10 GBd e 30 GBd, respectivamente. 82
- Figura 38 – (a) Formato de modulação ótimo, (b) cabeçalho de FEC requerido, (c) taxa de símbolo requerida e (d) banda mínima requerida em termos de *slots* de 12,5 GHz considerando um FEC que consegue implementar qualquer valor de taxa de código (Os números de 1 a 4 na figura indicam a quantidade de *slots* de frequência requeridos para transportar uma data taxa de bit através de uma distância específica). As linhas verticais representam as distâncias entre nós mínima, média e máxima das redes alemã (GeN - Linha sólida) e americana (AN - linha tracejada). 85
- Figura 39 – (a) Formato de modulação ótimo, (b) cabeçalho de FEC requerido, (c) taxa de símbolo requerida e (d) banda mínima requerida em termos de *slots* de 12,5 GHz considerando um FEC que consegue implementar apenas três valores de cabeçalho, 10%, 35% e 65% (Os números de 1 a 4 na figura indicam a quatidade de *slots* de frequência requeridos para transportar uma data taxa de bit através de uma distância específica). As linhas verticais representam as distâncias entre nós mínima, média e máxima das redes alemã (GeN - Linha sólida) e americana (AN - linha tracejada). 86
- Figura 40 – (a) Formato de modulação ótimo, (b) cabeçalho de FEC requerido em porcentagem, (c) número de subportadoras requeridas e (d) banda mínima requerida em termos de *slots* de 12,5 GHz considerando um FEC que consegue implementar qualquer valor de cabeçalho. As linhas horizontais apontam as soluções que atendem demandas de 400 Gb/s e 1 Tb/s. Número máximo de subportadoras igual a dez, visando minimização da banda ocupada e do número de subportadoras. 88

Figura 41 – (a) Formato de modulação ótimo, (b) cabeçalho de FEC requerido em porcentagem, (c) número de subportadoras requeridas e (d) banda mínima requerida em termos de *slots* de 12,5 GHz considerando um FEC que consegue implementar qualquer valor de cabeçalho. As linhas horizontais apontam as soluções que atendem demandas de 400 Gb/s e 1 Tb/s. Número máximo de subportadoras igual a dez, visando minimização da banda ocupada sem levar em conta o número de subportadoras. 92

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do experimento	72
Tabela 2 – Parâmetros do modelo analítico	74
Tabela 3 – Conjuntos ótimos de parâmetros para transmitir 400 Gb/s, visando minimização do número de subportadoras e da banda ocupada	90
Tabela 4 – Conjuntos ótimos de parâmetros para transmitir 1 Tb/s, visando minimização do número de subportadoras e da banda ocupada	90
Tabela 5 – Conjuntos ótimos de parâmetros para transmitir 400 Gb/s, visando minimização da banda ocupada sem levar em conta o número de subportadoras	93
Tabela 6 – Conjuntos ótimos de parâmetros para transmitir 1 Tb/s, visando minimização da banda ocupada sem levar em conta o número de subportadoras	93

Sumário

1	Introdução	15
1.1	Revisão bibliográfica	20
1.2	Contribuições e organização do trabalho	24
1.3	Trabalhos publicados	26
1.3.1	Conferências	26
1.3.2	Periódicos	27
2	Sistemas ópticos com recepção coerente	28
2.1	Efeitos de propagação na fibra óptica	30
2.1.1	Atenuação	30
2.1.2	Ruído ASE	31
2.1.3	Dispersão cromática	32
2.1.4	Efeitos não-lineares	35
2.2	Front-end óptico e algoritmos de processamento de sinais	36
2.3	Front-end óptico	38
2.3.1	Algoritmos de processamento digital de sinais	40
2.3.1.1	<i>Deskew</i> e ortonormalização	40
2.3.1.2	Estimação e compensação da dispersão cromática (equalização estática)	43
2.3.1.3	Recuperação de relógio	44
2.3.1.4	Equalização dinâmica	45
2.3.1.4.1	Equalizador radialmente dirigido	47
2.3.1.4.2	Equalizador radialmente dirigido supervisionado	48
2.3.1.4.3	Algoritmo de mínimo erro quadrático médio dirigido por decisão	49
2.3.1.5	Recuperação de portadora	50
2.3.1.5.1	Compensação do desvio de frequência	52
2.3.1.5.2	Correção do erro de fase	54
3	Metodologia	57
3.1	Capacidade do canal AWGN e códigos corretores de erro	58

3.1.1	Códigos corretores de erro	60
3.2	Taxa de bit por SNR	62
3.3	Relação entre SNR e OSNR	63
3.4	Relação entre OSNR e distância de transmissão	65
4	Montagem experimental e otimização dos algoritmos de processamento de sinais	70
4.1	Montagem experimental e algoritmos de DSP	71
4.2	Otimização dos algoritmos de processamento de sinais	73
4.2.1	Influência do algoritmo equalizador sobre a relação entre SNR e OSNR	74
4.2.2	Otimização do tamanho da janela do BPS	75
4.2.2.1	BPS usando fator de esquecimento	78
5	Resultados	81
5.1	Curvas de SNR por OSNR	81
5.2	Resultados para taxa líquida de bits e alcance transparente	84
5.3	Definição do melhor conjunto de parâmetros de transmissão	84
5.3.1	Portadora Única	84
5.3.2	Multi-portadora	87
5.3.2.1	Minimização do número de subportadoras e da banda ocupada	88
5.3.2.2	Minimização apenas da banda ocupada	90
6	Conclusão e trabalhos futuros	94
6.1	Trabalhos futuros	95
	Referências	97

1 Introdução

O progresso tecnológico das telecomunicações tem moldado grande parte das características da sociedade moderna. Atualmente, atividades que exigem uma grande quantidade de dados transmitidos por segundo tornaram-se corriqueiras para milhões de pessoas, como ler e-mails e notícias, carregar e enviar arquivos da/para a nuvem, fazer compras, ver vídeos ou usar outra infinidade de serviços disponíveis em tempo real. Sistemas ópticos de transmissão surgiram como uma alternativa mais barata por bit transmitido aos sistemas elétricos que usam um par trançado de fios de cobre. A principal vantagem das fibras ópticas é a baixa atenuação em um amplo espectro de frequências, permitindo que uma grande quantidade de dados seja transmitida através de grandes distâncias.

As redes ópticas têm um papel fundamental nos dias de hoje por serem sistemas projetados para terem uma capacidade de transmissão elevada e percorrerem milhares de quilômetros. Hoje, já foi demonstrado poder enviar 54 Tb/s através de 9150 km de fibra [1]. Contudo, para chegar a esse nível de desenvolvimento, muita pesquisa foi feita na área desde os anos 1975. A Fig. 1 representa a classificação de [2], segundo a qual os sistemas ópticos podem ser divididos em quatro gerações entre os anos de 1975 até 2000, sendo que, em cada geração, uma tecnologia disruptiva era criada e proporcionava um grande aumento do produto Capacidade \times Distância (BL). No começo de cada geração, BL crescia por causa do surgimento de uma nova tecnologia, mas logo começava a saturar devido às limitações dos equipamentos utilizados. Para satisfazer o aumento da demanda, uma nova geração então surgia com outra solução tecnológica e assim sucessivamente, fazendo com que BL grosseiramente dobrasse a cada dois anos durante esse período. Os sistemas da primeira geração operavam em comprimentos de onda ao redor de $0.8 \mu m$ e usavam lasers semicondutores de GaAs. Eles foram disponibilizados comercialmente em 1980, conseguindo alcançar taxas de 45 Mb/s com espaçamento entre repetidores (dispositivo eletrônico que recebe um sinal, elimina o ruído, regenera-o e retransmite-o num nível de potência mais elevado para que o sinal possa cobrir maiores distâncias sem degradação) de até 10 km. Percebeu-se que a distância entre repetidores poderia ser maior se os sistemas comessem a trabalhar na região de comprimentos de onda ao redor de $1,3 \mu m$,

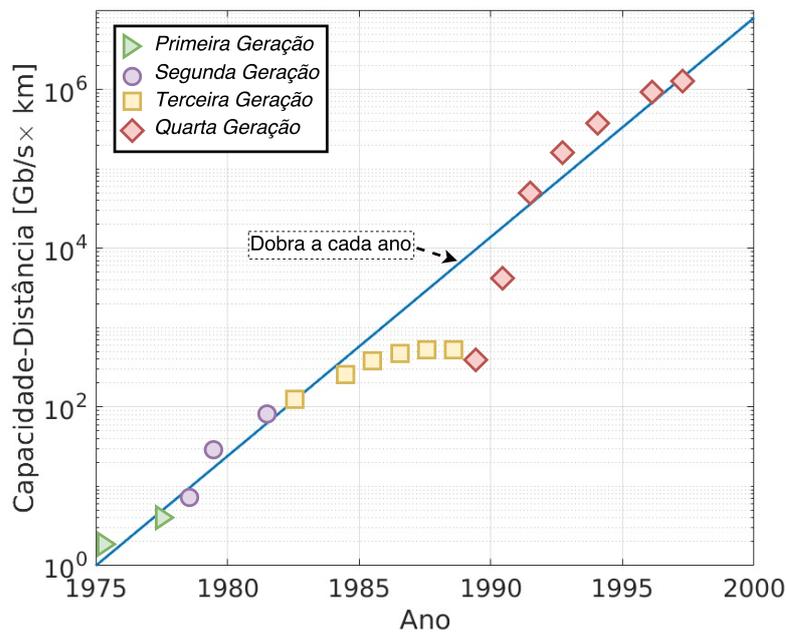


Figura 1 – Evolução do produto capacidade × distância de sistemas ópticos entre os anos de 1975 e 2000 [Adaptada de [2]].

onde a perda da fibra era menor do que 1 dB/km e a dispersão cromática era mínima. Surgiram então em 1987 os primeiros sistemas comerciais de segunda geração, que usam novos lasers semicondutores de InGaAsP e detectores operando próximos de $1,3 \mu\text{m}$. Esses sistemas operavam a taxas de bit de até 1,7 Gb/s com espaçamento entre repetidores de aproximadamente 50 km. Pouco tempo depois foram desenvolvidas fibras com atenuação ainda menor na região espectral de $1,55 \mu\text{m}$ [16]. Porém, a dispersão cromática é elevada nessa região do espectro, impulsionando o surgimento de fibras de dispersão deslocada e de lasers que oscilam em apenas um modo longitudinal. Sistemas comerciais de terceira geração operando a 2,5 Gb/s foram disponibilizados em 1990, com espaçamento típico entre repetidores de 60 e 70 km. A quarta geração dos sistemas ópticos utiliza amplificação óptica e multiplexação por divisão de comprimento de onda (*wavelength division multiplexed* - WDM) para permitir transmitir dados a taxas maiores do que 2 Gb/s por distâncias maiores do que 10000 km sem repetidores, permitindo assim o uso de cabos ópticos transoceânicos já em 1996.

Em meados do ano 1999, o grupo de estudos 15 (*Study Group 15* - SG15) do Setor de Padronização da União Internacional de Telecomunicações (*ITU Telecommunication Standardization Sector* - ITU-T) desenvolveu diretrizes para Redes Ópticas de

Transporte (*Optical Transport Network* - OTN) usando WDM e publicou-as na recomendação G.872 (*ITU-T rec. G.872*)[3]. Foram definidas as características da camada física, taxa de símbolo e formato do sinal e os requisitos de funcionamento dos equipamentos. Esse padrão define um envelope digital para encapsular diversos protocolos e transportá-los na OTN com suporte para a multiplexação de um número elevado de sinais em apenas uma fibra. Sistemas WDM são confinados em uma grade espectral fixa com espaçamento entre canais de 50 GHz também definida pela ITU-T (rec. G.694.1[4]), fazendo com que qualquer tipo de sinal ocupe 50 GHz de banda, desconsiderando sua largura espectral real. Então, fabricantes de componentes ópticos concentraram esforços na produção de componentes que operam em certas faixas de comprimento de onda compatíveis com essa grade fixa, reduzindo custos e acelerando o processo de desenvolvimento.

Os sistemas ópticos atuais com a maior capacidade de transporte operam a 100 Gb/s (compatível com os protocolos Ethernet e OTN). O padrão 100 GbE foi criado de forma a ser compatível com as redes já instaladas, para que a migração a partir de padrões mais antigos não fosse tão onerosa. A arquitetura utilizada é a modulação por chaveamento quaternário de fase com multiplexação em polarizações ortogonais (*dual-polarization quaternary phase shift keying* - DP-QPSK) a 25 Gbd, que gera canais com 50 GHz. Além disso, recepção coerente e processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) foram introduzidos e possibilitaram um aumento em eficiência espectral e em distância de transmissão.

Em um *white paper* recente [5], a Cisco fez algumas projeções do crescimento do tráfego IP até 2021, o que afeta diretamente o tráfego em redes ópticas. De acordo com o relatório, a demanda vai continuar aumentando com o surgimento de dispositivos ligados à Internet das coisas com as comunicações máquina-máquina (*machine to machine* - M2M), além do aumento do tráfego de outros dispositivos, principalmente os *smartphones*. Para suprir essa demanda crescente por dados, devemos utilizar sinais com taxas mais elevadas e formatos de modulação mais complexos. Além disso, outro fator que colabora com o aumento do tráfego é a interconexão de datacenters, prática cada vez mais comum causada pelo aumento de aplicações em nuvem.

Para taxas mais elevadas, maiores taxas de símbolo devem ser utilizadas, fazendo com que os canais possuam largura espectral maior do que 50 GHz, tornando

inviável a utilização dos dispositivos existentes em campo. A fim de superar essa limitação, atender a demanda cada vez maior por banda e aumentar a eficiência espectral dos dados transmitidos, a arquitetura de rede óptica de espectro dividido (*spectrum sliced optical path Network* - SLICE) foi proposta. Essa arquitetura sugere novas diretrizes para transporte de dados na rede óptica. O principal conceito da SLICE é alocar uma largura de banda apropriada para cada canal de comunicação dependendo da qualidade do canal, do volume de tráfego e da demanda do usuário. Com o crescimento e a diversificação da demanda, nas futuras redes ópticas conviverão sinais de portadora única e banda mais estreita, com sinais multiportadora com banda larga. Ao contrário da grade fixa implementada atualmente, os canais da rede SLICE têm banda variável segundo uma certa resolução (e.g. 12,5 GHz ou 6,25 GHz). Essas são as chamadas redes ópticas elásticas (*elastic optical network* - EON). Esse novo modelo permite levar em conta a heterogeneidade das demandas (velocidades de transmissão diferentes para clientes) e transmitir dados com taxas de 100 Gb/s e maiores, além de permitir a realocação dinâmica do caminho óptico (caso alguma falha ocorra) e a ocupação densa da banda disponível (eliminando espaços desnecessários). Outro benefício desta nova arquitetura é a capacidade de partilha da banda entre clientes que possuem demandas complementares no tempo. Por exemplo, escritórios têm um movimento grande de dados durante o dia, enquanto a transferência de dados entre datacenters ocorre principalmente à noite [6].

Novos equipamentos de rede devem então ser criados para permitir a transmissão e a comutação flexível de dados. Para tanto, requer-se criar uma chave seletora de comprimento de onda de banda variável (*flexible spectrum wavelength selective switch* - flex WSS), que pode multiplexar e comutar bandas de frequência variável e um transponder de banda variável (*bandwidth variable transponder* - BVT) que pode gerar sinais com diversas taxas de símbolo e formatos de modulação. BVTs são capazes de multiplexar diversos sinais da camada cliente na camada de linha, funcionando como um muxponder [7]. Mais recentemente, propôs-se o conceito de transceptores fracionáveis de taxa variável (*sliceable bandwidth-variable transceivers* - S-BVT) [7], também conhecidos como transceptores multifluxo, pois conseguem multiplexar diversos sinais da camada cliente em diferentes sinais da camada de linha [8].

Além do espectro variável, as redes ópticas de próxima geração contarão com flexibilidade em um grande conjunto de parâmetros. Particularmente, os futuros trans-

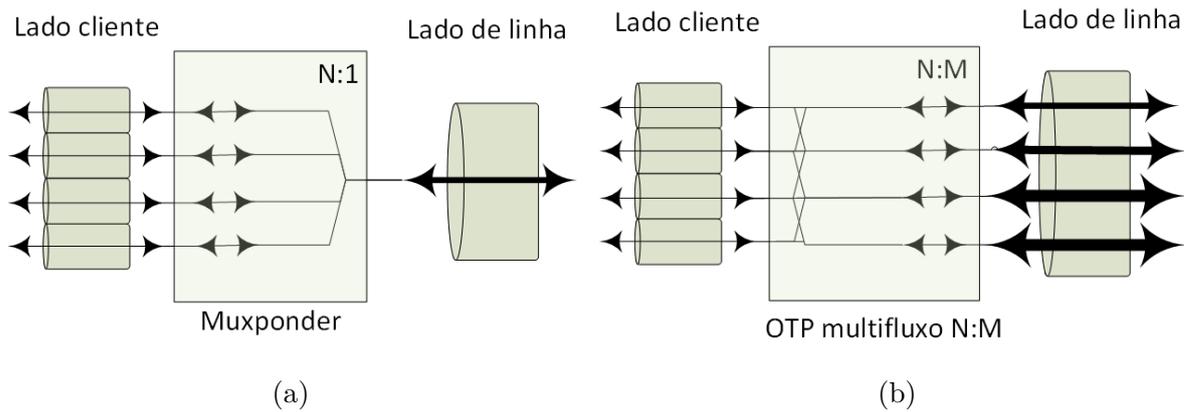


Figura 2 – (a) Transceptor tipo BVT. (b) Transceptor tipo S-BVT.

ceptores ópticos poderão adaptar taxa de transmissão, formato de modulação e esquema de codificação (FEC). Esses dispositivos, conhecidos como transceptores de largura de banda variável, consistem de um conjunto integrado de transmissores e de receptores em um único dispositivo. Na transmissão, diversas subportadoras são geradas e podem ser encaminhadas a diferentes destinos. Na recepção, há suporte para diversas subportadoras de origens distintas. Diversos trabalhos têm mostrado que transceptores S-BVT oferecem ganhos expressivos em termos de custo e utilização de recursos [14, 15, 13]. As arquiteturas de BVTs e S-BVTs são apresentadas na Fig. 2. A diferença fundamental entre os dois tipos de transceptores é que BVTs conectam um único par origem-destino por meio de uma conexão óptica de parâmetros variáveis, enquanto S-BVTs interconectam diversos pares origem-destino. Assim, um transmissor S-BVT pode ter como destino diferentes transceptores, da mesma forma que um receptor S-BVT recebe sinais de diversas fontes.

S-BVTs são transceptores BVT com múltiplos transmissores e receptores, e que podem transmitir e receber sinais de diferentes nós. Um desafio no projeto desses sistemas é escolher os parâmetros de transmissão em cada um dos subcanais, o que é equivalente a determinar os parâmetros de transmissão para um transceptor tipo BVT. Ou seja, em resumo, pode-se encarar um S-BVT como um conjunto de BVTs. A seguir são apresentados os principais trabalhos sobre diferentes implementações de transceptores de banda variável e suas consequências sobre custo e desempenho de sistemas ópticos. Também são detalhados alguns trabalhos sobre a otimização do sinal transmitido para diferentes condições da rede.

1.1 Revisão bibliográfica

Uma estratégia promissora para a aplicação em redes flexíveis é a multiplexação por divisão em frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM). OFDM é um tipo de modulação multiportadora e seu conceito fundamental foi formulado em 1966 por Chang em [9], que consiste em transmitir um sinal com uma certa taxa de símbolo utilizando subportadoras ortogonais de taxa menor parcialmente sobrepostas no espectro. Apesar de ser largamente utilizada para comunicações sem fio há um certo tempo, o primeiro artigo a tratar de multiplexação óptica por divisão em frequências ortogonais (*Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - O-OFDM) foi [10] em 1996. Em [6], um modelo de BVT é proposto utilizando sinais O-OFDM cuja largura espectral é variada de maneira simples pela variação da quantidade e do formato de modulação das subportadoras. Além da facilidade de variação da banda e da robustez contra os efeitos da dispersão cromática (*Chromatic Dispersion* - CD) e da dispersão dos modos de polarização (*Polarization Mode Dispersion* - PMD), a O-OFDM aumenta a eficiência espectral por causa da sobreposição parcial das subportadoras.

As primeiras propostas de transceptores S-BVT podem ser encontradas em [8] e [7]. Em [7], Gerstel et al. discutem um transponder fracionável (*“sliceable”*), que consiste em dividir um BVT em diversos transponders virtuais de taxas mais baixas, de modo que a soma das taxas dos transponders virtuais seja igual à taxa do BVT, aproveitando ao máximo sua capacidade e reduzindo o consumo de energia comparado ao caso de vários transponders subaproveitados. Já em [8], Jinno et al. introduzem a ideia de transceptor óptico multifluxo (*multiflow optical transponder* - MFT), que pode mapear os dados que chegam de um cliente em diversos fluxos ópticos que podem ter características diferentes (taxa de símbolo, formato de modulação, etc.) e serem enviados para destinatários diferentes. A principal diferença entre as duas propostas é que em [8] discute-se de forma mais aprofundada o mapeamento das diversas camadas cliente (incluindo a camada IP) na camada óptica. Entretanto, a ideia fundamental dos dois artigos é a mesma. Uma aplicação interessante de transceptores S-BVT é o escoamento de tráfego IP pela rede óptica. Uma comparação entre custos de implementação de arquiteturas de rede para transporte IP sobre a camada óptica utilizando diferentes arquiteturas de transceptores (taxa fixa, MLR, BVT e MFT) foi feita por Tanaka et al. em [11]. Assumindo um perfil de tráfego

estático, estimou-se que a arquitetura usando MFTs é a que fornece a melhor relação custo-benefício, pois é a que requer menos componentes. Em [12], Sambo et al. propuseram uma arquitetura de S-BVT usando uma única fonte laser capaz de produzir múltiplos comprimentos de onda. Então, os comprimentos de onda a serem modulados são filtrados usando microcavidades em anel. O sistema proposto possui algumas limitações em termos da faixa de comprimentos de onda que podem ser gerados, mas de forma geral o artigo é uma excelente referência sobre arquiteturas de implementação de S-BVTs, incluindo o transmissor e o receptor. O estudo de S-BVTs abre também diversas fronteiras na área de interconexão óptica, como a comparação entre S-BVTs e BVTs realizada por Pagès et al. em [13]. A arquitetura de transceptores também influencia o desempenho de outros elementos de rede, como ROADMs. Em, [14], Tanaka et al. mostraram que transceptores S-BVT demandam em média a metade do número de portas deriva/insere quando comparados a transceptores BVT. Em termos econômicos, Lopez et al. mostraram em [15] que transceptores S-BVT podem reduzir o custo da solução com transponders em 50%, mesmo que o custo individual de cada transponder S-BVT seja significativamente maior que o custo de transceptores BVT. Outro contexto interessante à aplicação de S-BVTs é o de proteção e restauração, como investigado por Paolucci et al. em [16]. No artigo, estuda-se o conceito de proteção com compressão (*“squeezing”*), no qual a rota de proteção pode apresentar menor capacidade que a rota de trabalho.

Transceptores flexíveis com detecção direta (DD) estão surgindo como uma boa alternativa de baixo custo para aumentar a taxa de transmissão de redes metropolitanas e conexões inter-*data-center*. Assim, apesar de não haver ainda muitos trabalhos estudando S-BVTs com detecção direta, há estudos de transceptores BVT com DD. BVTs de baixo custo baseados na tecnologia OFDM e com DSP de baixa complexidade que usa a transformada rápida de Hartley (*fast Hartley transform* - FHT) foram investigados em [17, 18, 19, 20]. Um sistema com detecção direta (DD-OFDM) e transmissão definida por software foi descrito em [17], além de uma técnica de redução da razão entre a potência de pico e a potência média (*peak-to-average power ratio* - PAPR). Para aumentar o alcance do transceptor às custas de uma maior complexidade, também foi proposto um esquema com detecção coerente e multiplexação em polarização (*polarization-division multiplexed* - PDM). Para o caso DD-OFDM, Nadal et al. descrevem em [18] a técnica de *bit loading* (BL), que permite modular diferentemente cada grupo de subportadoras e avalia o melhor

mapeamento para uma taxa de transmissão líquida de 10 Gb/s por meio de simulações. Em [19], Moreolo et al. analisaram experimentalmente a arquitetura DD-OFDM usando BL com sinais PAM4 e BPSK para taxas líquidas de 5 a 10 Gb/s, e mostrou ser possível transmitir 10 Gb/s em uma distância de até 120 km. O sistema com detecção coerente e multiplexação em polarização foi avaliado quanto à OSNR requerida para receber corretamente sinais a 10, 40 e 100 Gb/s. Mostrou-se ser possível transmitir os mesmos 10 Gb/s para distâncias superiores a 1000 km. Outras demonstrações experimentais de redes de grade flexível também foram feitas por Kozicki et al. [21]. Sinais OFDM com modulação QPSK a taxas de 40 a 440 Gb/s foram transmitidos por múltiplos caminhos ópticos. O fator de qualidade (fator-Q) foi avaliado para cada caminho no nó final da rede.

Para ilustrar a capacidade de adequação do sinal transmitido às condições do canal na arquitetura SLICE, Kozicki et al. propõem e demonstram em [22] um método de alocação espectral adaptativo à distância. No artigo é sugerido utilizar formatos de modulação de ordem mais elevada para caminhos mais curtos, reduzindo assim a ocupação espectral, ao invés de alterar a taxa de transmissão de símbolos. Na parte experimental, sinais RZ-DQPSK e RZ-16APSK a 40Gb/s foram transmitidos através de uma rede com distâncias variáveis entre nós e avaliou-se o fator-Q após cada nó. Conforme apontado pelo autor, o RZ-DQPSK tem um alcance muito maior do que o RZ-16APSK, devendo então ser usado para longas distâncias. Enquanto o primeiro alcançou o trigésimo-sétimo nó, o segundo ficou acima do limite de $BER = 10^{-3}$ após o sexto nó.

As curvas de capacidade indicam que as regiões com cabeçalhos de FEC mais longos oferecem a possibilidade de aumentar o alcance transparente do sistema ao se usar modulações de ordem mais alta. Nessas regiões, o desempenho e a convergência dos algoritmos de equalização e recuperação de portadora se tornam críticos. Vários trabalhos já foram publicados comparando o desempenho de diversos algoritmos de equalização [23, 24, 25, 26], mas eles focam sua atenção para regiões abaixo de um limite de FEC fixo com uma BER pré-FEC de 10^{-3} . Portanto, o desempenho dos algoritmos para baixas relações sinal-ruído é pouco conhecido, especialmente para formatos de modulação de ordem mais elevada, fazendo necessário um estudo cuidadoso para escolher os algoritmos a serem utilizados.

Os primeiros trabalhos sobre transeptores com taxa de código variável em

comunicações ópticas investigaram estratégias de codificação capazes de oferecer uma resolução fina o suficiente para satisfazer o maior número de demandas de capacidade e alcance. Algumas técnicas de variação da taxa de código eficientemente implementáveis em *hardware* são perfuração e encurtamento [27]. Elas foram usadas por Gho et al. em [28] em códigos *Reed-Solomon* concatenados em série com decisão abrupta. Arabarci et al. e Gho et al. propuseram em [29] e [30] estratégias de codificação com códigos com matrizes de paridade de baixa densidade (*low-density parity-check* - LDPC).

Nos últimos anos, diversos trabalhos trataram do problema de seleção do melhor conjunto de parâmetros considerando um ambiente de rede. As técnicas para escolher os parâmetros ótimos de transmissão dependem essencialmente do perfil de tráfego considerado. Caso ele seja estático, o conjunto de requisições é conhecido *a-priori*, e o processo de seleção de parâmetros pode usar técnicas de programação linear ou, para redes mais complexas, métodos heurísticos. Essa estratégia foi seguida por Li et al. em [31], no qual ele investiga o problema de roteamento com FEC com taxa de código variável. O problema de alocação de recursos com tráfego estático em redes com taxa de código variável também foi tratado por Cerutti et al. em [32]. Em [33], Ives et al. analisaram os ganhos em taxa líquida de informação com a otimização do formato de modulação, da potência e da banda ocupada pelos sinais em uma rede com grade fixa. Variando os mesmos parâmetros mas em um cenário de redes flexíveis, Zhao et al. otimizaram a ocupação espectral (número de sub-bandas de 12,5 GHz) do sistema em [34], considerando os efeitos não-lineares da fibra óptica. Alvarado et al. também investigaram em [35] a combinação de formato de modulação e taxa de código para maximizar a taxa líquida de informação em uma rede com perfil estático, para um espaçamento fixo entre canais e para uma única taxa de símbolo. Além disso, o efeito da escolha ótima de formato de modulação, taxa de símbolo, espaçamento entre subportadoras, espaçamento inter-supercanal e potência de lançamento na fibra foi examinado por Palkopoulou et al. em [36] para redes flexíveis com taxa de código constante.

Para um perfil dinâmico de tráfego, as demandas são conhecidas em tempo real, portanto as conexões devem ser roteadas uma a uma, independentemente. Em [37], Mello et al. consideram um transceptor universal operando com apenas um formato de modulação (16-QAM ou 64-QAM), taxa de símbolo constante e taxa de código variável e avaliaram o desempenho da rede assumindo roteamento independente. A redução da

probabilidade de bloqueio resultante da escolha ótima de banda, formato de modulação e taxa de código foi verificada em simulação por Savory em [38]. A alocação de recursos em ambientes de tráfego dinâmico com taxa de código variável foi estudada por Sambo et al. em [39] e [40]. Os dois trabalhos apresentam análises interessantes sobre o problema, mas utilizam *time-frequency packing modulation*, tornando difícil a comparação com outros trabalhos equivalentes usando formatos de modulação M-QAM com sub-portadoras independentes. A caracterização de transceptores usando a informação mútua generalizada (*generalized mutual information* - GMI) em função da SNR foi feita por Maher et al. em [41, 42] para diferentes formatos de modulação e taxas de código, mas mantendo a taxa de símbolo fixa. Poggiolini et al. investigaram em [43] o potencial de aumento do alcance transparente através da otimização da taxa de símbolo usando o modelo Gaussiano (*Gaussian Noise* - GN) aprimorado.

1.2 Contribuições e organização do trabalho

Dada a banda disponível para transmissão, o operador deve escolher a combinação apropriada de taxa de símbolo, formato de modulação e esquema de codificação (*forward error correction* - FEC) que satisfaz a demanda. No caso de um FEC com cabeçalho fixo, a escolha torna-se trivial, já que constelações com baixa densidade de símbolo (e.g. 4-QAM) são mais robustas do que constelações com densidades mais elevadas (e.g. 16-QAM) por causa da maior distância Euclidiana entre os pontos das constelações, às custas de uma maior ocupação espectral. No entanto, em transceptores com taxa de código variável, as relações de compromisso se tornam consideravelmente mais complexas.

Alguns desses problemas foram tratados no artigo pioneiro de Ungerboeck [44], no qual foram apresentadas as curvas de limite de capacidade mostradas na Fig. 3a. Para valores altos de relação sinal-ruído (*signal to noise ratio* - SNR), a capacidade para cada formato de modulação é máxima e nenhuma codificação é necessária. Para SNRs baixas, a codificação de canal torna-se necessária para a recuperação correta do sinal no receptor, diminuindo o número de bits de informação por símbolo. Curvas de taxa líquida de bit (Fig. 3b) são obtidas ao multiplicar as curvas de capacidade pela taxa de símbolo do sistema. É importante notar que na medida de SNR estão incluídos os efeitos combinados do ruído de amplificação e das não-linearidades [45][37]. Para uma taxa de bit específica,

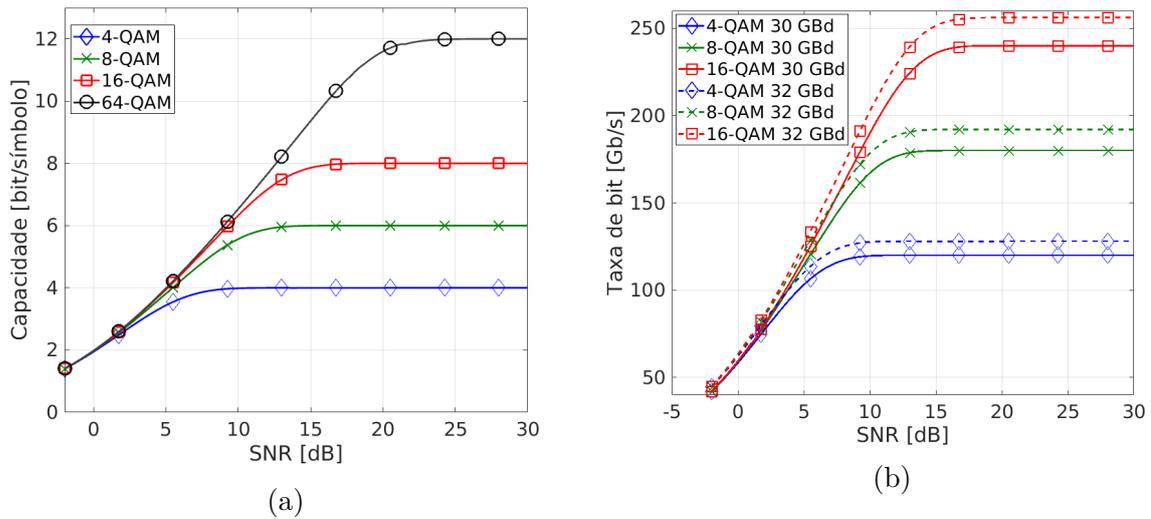


Figura 3 – (a) Limites de capacidade. (b) Taxa de bit alcançável assumindo um esquema de FEC ótimo para 30 GBd e 32 GBd.

o ponto de operação ótimo (que requer a menor SNR) sempre corresponde ao formato de modulação de ordem mais alta, à taxa de símbolo mais elevada e, conseqüentemente, ao maior cabeçalho (taxa de código mais baixa). Isso significa que, teoricamente, para um BVT operando de 10 a 32 Gbd, 4/8/16/64-QAM Nyquist, com um esquema de FEC ótimo e na grade fixa de 50 GHz (por exemplo), o ponto ótimo de operação (que requer a menor SNR) seria obtido para um 64-QAM codificado operando a 32 Gbd. Um esquema de FEC ótimo é definido como aquele que permite alcançar a máxima informação mútua do canal. Na prática, limitações de implementação alteram as curvas da Fig. 3b, tornando a análise mais difícil. Dentre essas limitações práticas, as mais importantes são as características dos conversores analógico-digital (*analog-to-digital converter* - ADC), e digital-analógico (*digital-to-analog converter* - DAC), e também o desempenho e a convergência dos algoritmos de processamento digital de sinais do receptor.

Quanto maior for a flexibilidade dos transceptores, mais complexa se torna a tarefa de encontrar o conjunto ótimo de formato de modulação, taxa de símbolo, taxa de codificação e número de subportadoras para cada situação, devido ao enorme número de possibilidades. O objetivo principal desse trabalho é tratar o problema de escolha das características do sinal que melhor se adaptam às restrições do canal de comunicação e otimizam a ocupação espectral ou o alcance transparente, dependendo da aplicação. Além disso, espera-se propor um método para caracterização de transceptores flexíveis

para apresentar, de uma forma simples e fácil de ser acessada, as melhores características para um sinal a ser transmitido em função dos requisitos de taxa de bit e alcance sem regeneração levando em conta as limitações impostas pelos dispositivos e algoritmos de recuperação do sinal, além do canal de comunicação. Outro enfoque será a redução das penalidades causadas pelos algoritmos de processamento de sinais (*Digital signal processing* - DSP).

Esse trabalho propõe encontrar e apresentar de forma simples os melhores pontos de operação para diversos requisitos de distância de transmissão e taxa líquida de bit. O método utilizado consiste em realizar uma análise baseada em resultados experimentais que permitam incorporar algumas limitações de sistemas reais nas curvas de capacidade teóricas. Para encontrar o alcance máximo de cada ponto de operação, utiliza-se um modelo teórico para estimar efeitos não-lineares na fibra e relacionar OSNR com alcance transparente. A partir daí, propõe-se um método de otimização da taxa de símbolo, formato de modulação, esquema de codificação e número de subportadoras.

Os capítulos que compõem esse trabalho são descritos a seguir. O Capítulo 2 descreve os principais efeitos da propagação do sinal na fibra e explica brevemente os algoritmos de processamento de sinais normalmente utilizados em comunicações ópticas. O Capítulo 3 descreve a metodologia utilizada para gerar as curvas teóricas de taxa de bit por alcance transparente e a otimização dos parâmetros de transmissão. O Capítulo 4 descreve a otimização dos algoritmos de DSP e a montagem experimental utilizada para gerar as curvas de OSNR por SNR levando em conta as limitações reais de equipamentos e dos algoritmos de DSP. O Capítulo 5 mostra os resultados experimentais e as otimizações dos diversos parâmetros de transmissão para diferentes cenários de aplicação. Finalmente, o Capítulo 6 faz uma conclusão e apresenta sugestões de trabalhos futuros.

1.3 Trabalhos publicados

1.3.1 Conferências

D. A. A. Mello, A. L. N. Souza, J. D. Reis, J. C. M. Diniz, L. H. H. Carvalho, N. G. Gonzalez, J. R. F. Oliveira, D. S. Arantes, M. H. M. Costa, "Parameter selection in optical networks with variable-code-rate transceivers," 2015 International Con-

ference on Optical Network Design and Modeling (ONDM), Pisa, 2015, pp. 51-56. doi: 10.1109/ONDM.2015.7127273

A. L. N. Souza, D. A. A. Mello and J. D. Reis, “Experimental evaluation of Data-Aided and non-Data-Aided dynamic equalization algorithms for low OSNR regimes,” 2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Porto de Galinhas, 2015, pp. 1-5. doi: 10.1109/IMOC.2015.7369122

1.3.2 Periódicos

André L. N. Souza, Eduardo J. Mayoral Ruiz, Jacklyn D. Reis, Luis H. H. Carvalho, Juliano R. F. Oliveira, Dalton S. Arantes, Max H. M. Costa, and Darli A. A. Mello, “Parameter Selection in Optical Networks With Variable-Code-Rate Superchannels,” *J. Opt. Commun. Netw.* 8, A152-A161 (2016)

2 Sistemas ópticos com recepção coerente

Os receptores ópticos coerentes permitem recuperar as características do campo eletromagnético (amplitude, fase e polarização) após a conversão opto-elétrica. Com isso, diversos efeitos degradantes como por exemplo a dispersão cromática e desvios de portadora podem ser compensados no domínio digital. Além disso, esse método permitiu o uso de técnicas avançadas de processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) no transmissor e no receptor, possibilitando que formatos de modulação mais complexos fossem utilizados a taxas de transmissão mais elevadas com formatos de pulso mais eficientes. Exemplos de formatos de modulação mais complexos são aqueles com modulação de amplitude em quadratura de ordem M (*order M quadrature amplitude modulation* - M-QAM), que possuem M pontos complexos na constelação, permitindo elevadas eficiências espectrais quanto maior for o número de símbolos da constelação. Diversas configurações de posições dos símbolos transmitidos podem ser usadas para cada M . Nesse trabalho são consideradas as configurações mostradas na Fig. 4, em que E é a energia média do sinal. Para formatos de modulação que possuem M na forma 2^k com k par, as constelações são quadradas (formatos 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM na Fig. 4), enquanto que, para k ímpar, isso não é possível. Por exemplo, na Fig. 4 estão representados os formatos Star-8-QAM ($k = 3$) e Cross-32-QAM ($k=5$), que serão referidos apenas como 8-QAM e 32-QAM daqui em diante.

Formatos de mais alta ordem, apesar de terem uma eficiência espectral maior, são mais afetados por ruído pois a distância euclidiana entre os símbolos vizinhos (d) é reduzida, assim como representado na Fig. 4. Portanto, o uso desses formatos depende da aplicação de técnicas avançadas de DSP para compensar distorções lineares e não lineares do canal óptico, separar as polarizações e tratar outras imperfeições. A combinação entre detecção coerente, multiplexação em polarização e processamento digital de sinais resulta em uma poderosa ferramenta que possibilita operar sistemas ópticos com mais eficiência espectral para alcançar taxas de transmissão de bit cada vez mais elevadas. Os efeitos causados pela passagem do sinal na fibra óptica são tratados na Seção 2.1 e o receptor óptico coerente e uma visão geral dos principais algoritmos de DSP usados para recuperar a informação transmitida são apresentados na Seção 2.2.

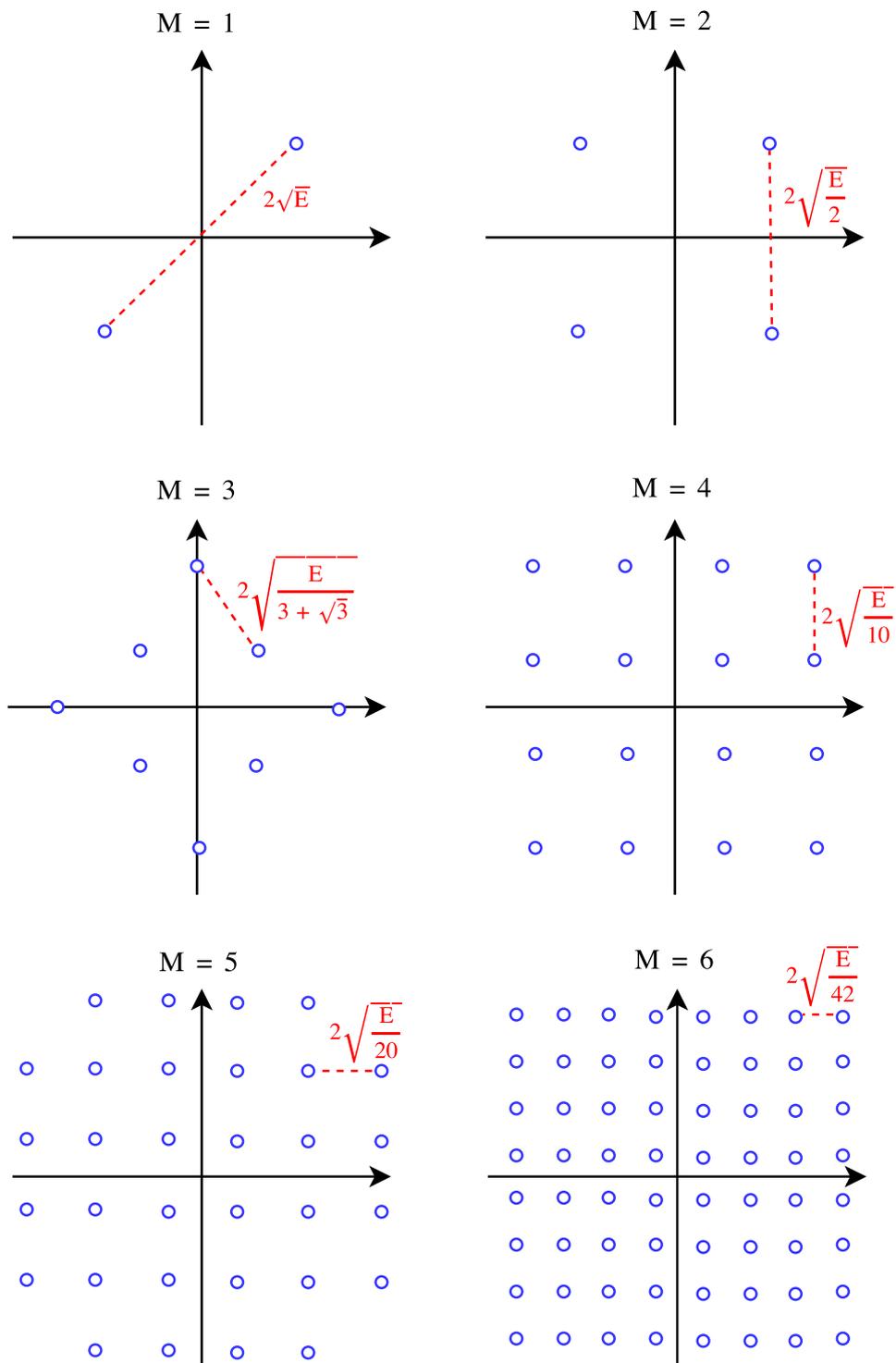


Figura 4 – Formatos de modulação QAM para diferentes ordens (M), com a distância mínima entre símbolos vizinhos indicada pela linha pontilhada em vermelho, E é a energia média da constelação.

2.1 Efeitos de propagação na fibra óptica

Todo canal físico de transmissão causa distorções no sinal transmitido. A propagação de um sinal através de uma fibra óptica é descrita pela equação não linear de Schrödinger (*non-linear Schrödinger equation* - NLSE). A NLSE sem efeitos de polarização, para um campo elétrico $A(z,t)$, com z sendo a distância e t o tempo, é dada pela seguinte equação de derivadas parciais:

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2}A - \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} - j\gamma |A|^2 A, \quad (2.1)$$

em que j é a unidade imaginária, α é o coeficiente de atenuação da fibra, $\beta_k = \left. \frac{d^k \beta}{d\omega^k} \right|_{\omega=\omega_0}$, com $\beta(\omega)$ sendo a constante de propagação da onda e $\omega_0 = 2\pi f_0$ com f_0 sendo a frequência central de $A(z,t)$ e γ o coeficiente não linear.

2.1.1 Atenuação

A atenuação em fibras ópticas é a redução da intensidade (ou potência) do sinal de acordo com a distância transmitida. Considerando todos os coeficientes exceto α nulos, a NLSE se torna:

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2}A, \quad (2.2)$$

cuja solução é $A(z,t) = A(0,t) \cdot \exp(-\frac{\alpha}{2}z)$. Elevando ao quadrado os dois lados da equação encontramos a relação entre a potência do sinal na saída (P_{out}) e a de entrada (P_{in}) para um certo comprimento de fibra (L):

$$P_{out} = P_{in} \cdot \exp(-\alpha L). \quad (2.3)$$

Devido à ótima qualidade das fibras atuais, os coeficientes de atenuação são normalmente dados em dB/km. A relação entre o coeficiente em Np/km que deve ser

usado em 2.3 e aquele dado em dB/km (α_{dB}) é dada por:

$$\alpha_{dB} = -\frac{10}{L} \log_{10}\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) \approx 4,343 \cdot \alpha. \quad (2.4)$$

A Fig.5, adaptada de [2], mostra as curvas teóricas das diferentes fontes de atenuação na fibra em função do comprimento de onda. As duas principais fontes de atenuação em fibras ópticas são a absorção material e o espalhamento Rayleigh (*Rayleigh Scattering*). Olhando para a janela espectral de 800 nm a 1600 nm, que é a comumente usada para comunicações ópticas, o espalhamento de Rayleigh – causado por variações aleatórias do índice de refração da fibra devido a falhas na estrutura molecular do vidro – é o fator de perda dominante em altas frequências, enquanto a absorção de infravermelho (*Infrared Absorption*) limita o uso de comprimentos maiores do que 1600 nm. Outras fontes de perda minoritárias são a absorção ultravioleta (*Ultraviolet Absorption*) – causada pela excitação de elétrons para níveis de energia superiores – e a absorção por impurezas materiais (e.g. absorção OH). No entanto, seguindo processos apropriados de fabricação, pode-se chegar a coeficientes de atenuação tão pequenos quanto 0,2 dB/km para fibras monomodo padrão [2].

2.1.2 Ruído ASE

O alcance de sistemas ópticos foi limitado pela atenuação na fibra durante muito tempo, até a invenção dos amplificadores ópticos usando fibras dopadas com érbio (*Erbium doped fiber amplifiers* - EDFA) em 1986-1987 [46, 47]. EDFAs permitiram compensar a atenuação sem tornar o custo de implementação impeditivamente elevado. Tais amplificadores aproveitam as emissões estimuladas que ocorrem no meio dopado da fibra para amplificar sinais ópticos sem conversão opto-elétrica e, por causa da sua banda larga, permitem amplificar simultaneamente diversos canais WDM com apenas um dispositivo, reduzindo os custos.

O ganho de um EDFA pode ser escolhido para compensar a atenuação de um comprimento de fibra específico (e.g. 80 km) e conjuntos de fibras acopladas com um amplificador (*span*) podem ser cascadeados para alcançar distâncias mais longas, formando um enlace. Não é possível aumentar indefinidamente o alcance de sistemas ópticos pois cada EDFA adiciona ruído ao amplificar o sinal, reduzindo a relação sinal-ruído óptica

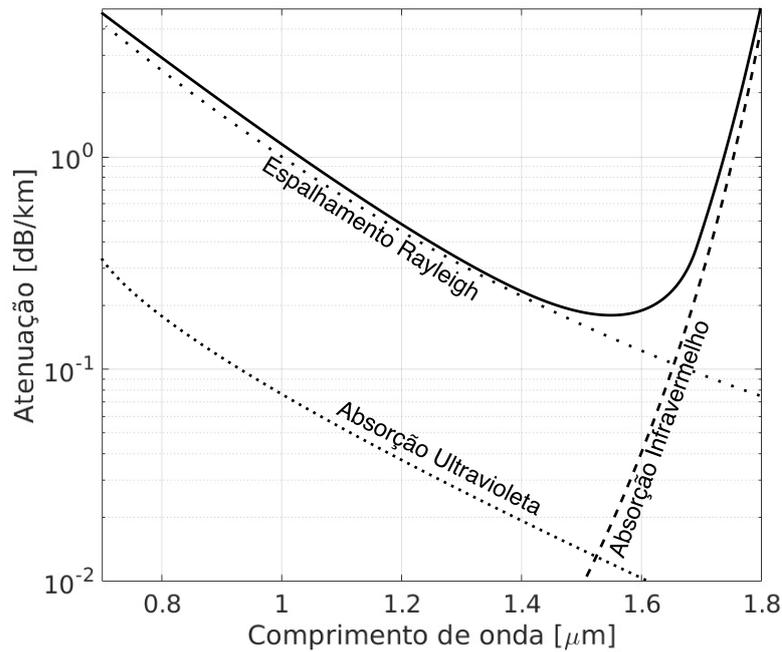


Figura 5 – Espectro de perdas de uma fibra monomodo produzida em 1979. Algumas curvas teóricas das principais fontes de atenuação são mostradas (linhas pontilhadas e tracejada), além de uma curva com a soma dos efeitos (linha sólida) [Adaptada de [2]].

(*optical signal-to-noise ratio* - OSNR) a cada amplificação. Esse acúmulo de ruído é uma das principais restrições para o alcance transparente (sem conversão eletro-óptica) de sistemas atuais. Na Fig. 6, podemos observar a evolução da potência óptica e da OSNR em um enlace com 5 *spans*, onde o ganho de cada EDFA está ajustado para a mesma potência de saída.

2.1.3 Dispersão cromática

Nas fibras ópticas, diferentes componentes espectrais se propagam com velocidades distintas, principalmente por causa da dependência em frequência do coeficiente de refração do meio. Essa diferença de velocidade dá origem ao fenômeno chamado de dispersão cromática. Uma consequência direta da dispersão cromática é o alargamento dos pulsos transmitidos, pois diferentes componentes espectrais do pulso se propagam com velocidades diferentes, se afastando com o passar do tempo. Esse alargamento é crítico em sistemas digitais pois gera interferência intersimbólica (*inter-symbol interference* - ISI) como representado na Fig. 7. O espaçamento entre os pulsos transmitidos foi deixado

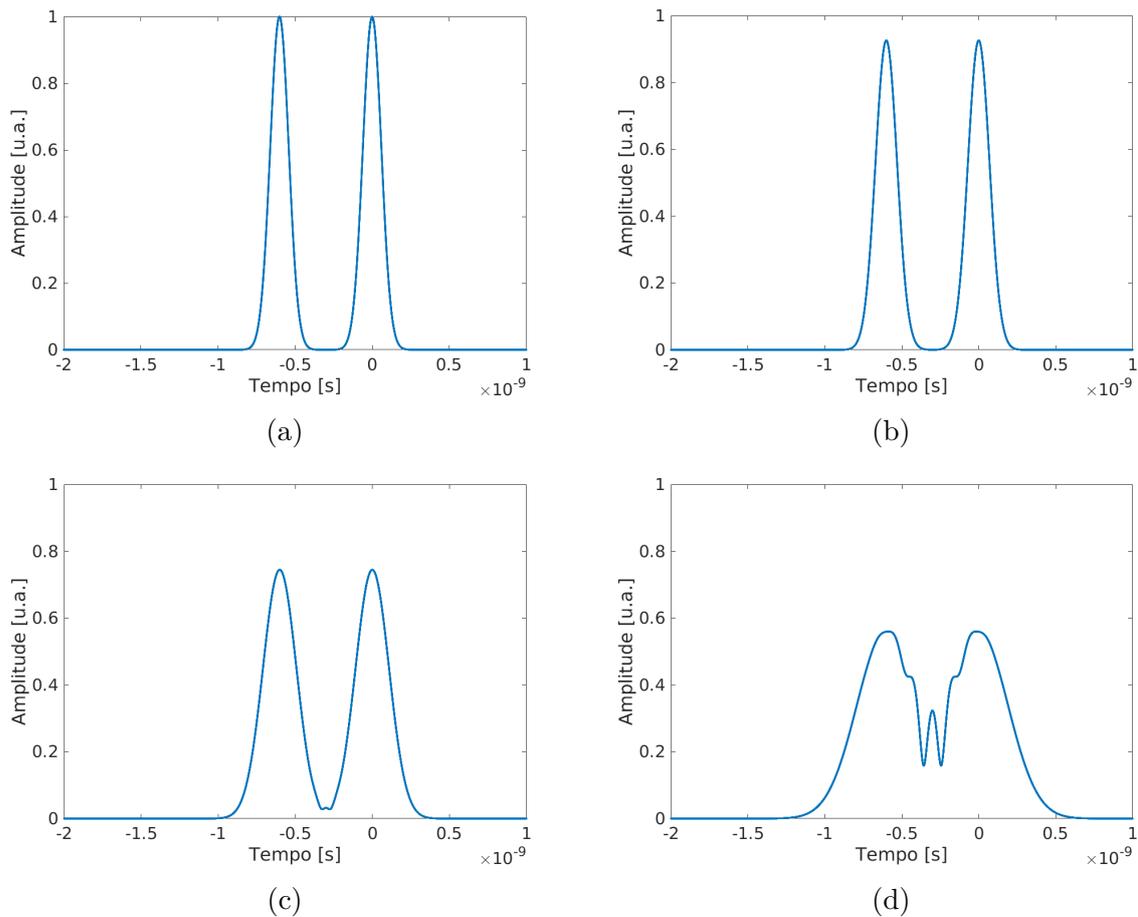


Figura 7 – Simulação computacional do efeito de alargamento temporal dos pulsos transmitidos em função da dispersão cromática. (a) Sinal transmitido, (b) sinal após 100 km de fibra, (c) após 250 km e (d) após 500 km.

dispersão, dado em $ps/(km \cdot nm)$. c é a velocidade da luz no vácuo. Para uma SSMF, o coeficiente de dispersão é tipicamente zero para $\lambda = 1310$ nm e aproximadamente igual a 16 ps/(nm-km) em $\lambda = 1550$ nm.

Ajustando o processo de fabricação, fibras especiais podem ser produzidas, como por exemplo as fibras de dispersão deslocada (*dispersion shifted fiber* - DSF) e as fibras de compensação de dispersão (*dispersion compensating fiber* - DCF). A curva de dispersão em função da frequência de uma DSF possui o mesmo comportamento de uma SSMF, mas é deslocada para ter dispersão nula ao redor de $\lambda = 1550$ nm. Em um primeiro momento, pode parecer interessante usar fibras com dispersão zero, porém, em sistemas WDM, a falta de dispersão aumenta o efeito de não-linearidades como a mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* - FWM), impossibilitando a recuperação do sinal em longas distâncias. Já a DCF foi muito usada para compensar completamente a CD acumulada em

um enlace de transmissão por ter um coeficiente de dispersão negativo e muito maior em valor absoluto do que a SSMF. Apesar disso, uma estratégia de compensação adaptativa por DSP, além de reduzir os custos de implantação, é absolutamente necessária para redes flexíveis com roteamento. Para taxas de símbolos maiores do que 40 GBd, algoritmos de estimação e compensação de CD adaptativos podem ser necessários por causa de flutuações do coeficiente β_2 causadas por variações de temperatura que podem chegar a dezenas de graus em sistemas terrestres [48]. A Seção 2.3.1.2 mostrará alguns exemplos de algoritmos adaptativos para estimar e compensar a dispersão cromática.

2.1.4 Efeitos não-lineares

Em baixas potências, o principal efeito que limita a distância de transmissão é o ruído ASE adicionado pelos amplificadores ópticos, que diminui a relação sinal ruído óptica gradativamente. O aumento da potência do sinal de entrada na fibra leva ao aumento da OSNR ao final do enlace de transmissão até um certo limite. Infelizmente, valores muito elevados de potência do sinal levam a fibra a se comportar como um meio não linear, levando a uma diminuição gradativa da SNR recebida com o aumento da potência de lançamento. A Fig. 8 mostra o perfil de variação da OSNR recebida de acordo com a potência de entrada do sinal para um sistema com *spans* de 80 km, calculada a partir do modelo analítico gaussiano (*Gaussian Model* - GN) que será descrito na Seção 3.4. Pode-se notar que a potência de lançamento ótima varia de acordo com o cenário considerado. No caso de apenas um canal com banda de 50 GHz se propagando na fibra, a potência ótima é de 0 dBm, enquanto para 81 canais de 50 GHz a potência de lançamento deve ser menor (-2 dBm por canal) pois os efeitos não-lineares são mais pronunciados nesse caso.

Os principais efeitos não-lineares são os espalhamentos de Raman e de Brillouin e o efeito *Kerr*. Fibras de área larga foram desenvolvidas para aumentar o alcance transparente de sistemas. O efeito não-linear gerado nessas fibras especiais é menor e elas permitem, portanto, a transmissão de sinais com potências mais elevadas. O aumento da área do núcleo da fibra reduz a densidade de potência do sinal óptico, consequentemente reduzindo os efeitos não-lineares e possibilitando diversos recordes de transmissão em longa distância [49, 50].

A compensação de efeitos não-lineares, no domínio digital ou no óptico, tem

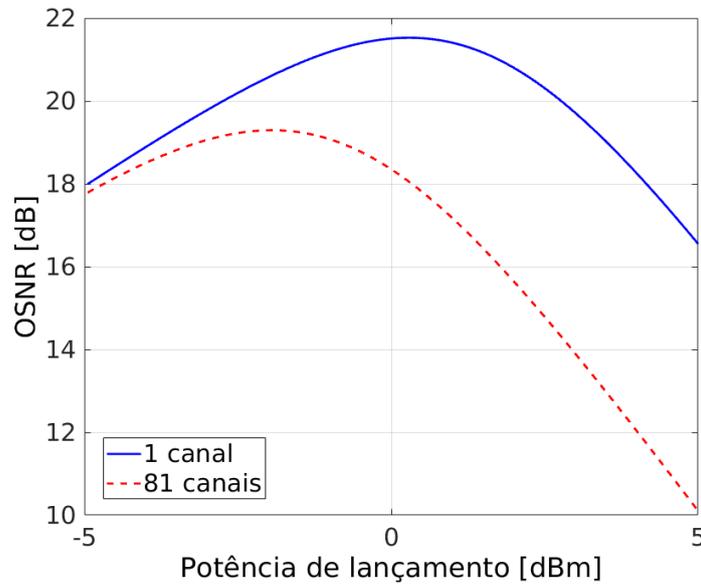


Figura 8 – Evolução da OSNR recebida em função da potência de lançamento para transmissão de 1 único canal com banda de 50 GHz (linha sólida azul) e 81 canais de 50 GHz (linha pontilhada vermelha) segundo o modelo GN.

se tornado um assunto de bastante interesse de pesquisadores para aumentar o alcance de sistemas ópticos. O algoritmo de DSP para compensar efeitos não-lineares mais conhecido é a propagação reversa no domínio digital (*digital backpropagation* - DBP) [51] e uma técnica de compensação tanto no domínio óptico quanto no digital que vem ganhando bastante destaque é a conjugação de fase [52].

2.2 Front-end óptico e algoritmos de processamento de sinais

A detecção coerente é caracterizada pela utilização da informação de fase da portadora na recuperação do sinal. Para isso, a fase de um oscilador local deve ser utilizada como referência na recepção. A detecção coerente tornou-se um tópico bastante abordado e estudado em sistemas ópticos. A recepção coerente torna possível que a informação seja codificada na fase e na amplitude da portadora óptica, habilitando o emprego de formatos de modulação mais complexos, aumentando ainda mais a eficiência espectral dos sinais transmitidos. Além disso, receptores coerentes permitem a compensação no domínio digital de diversos efeitos causados pela passagem do sinal através de equipamentos do sistema e da fibra óptica – i.e. efeitos de filtragem e efeitos lineares e não lineares da fibra – aumentando a distância de transmissão. Sistemas de longa distância já usam largamente

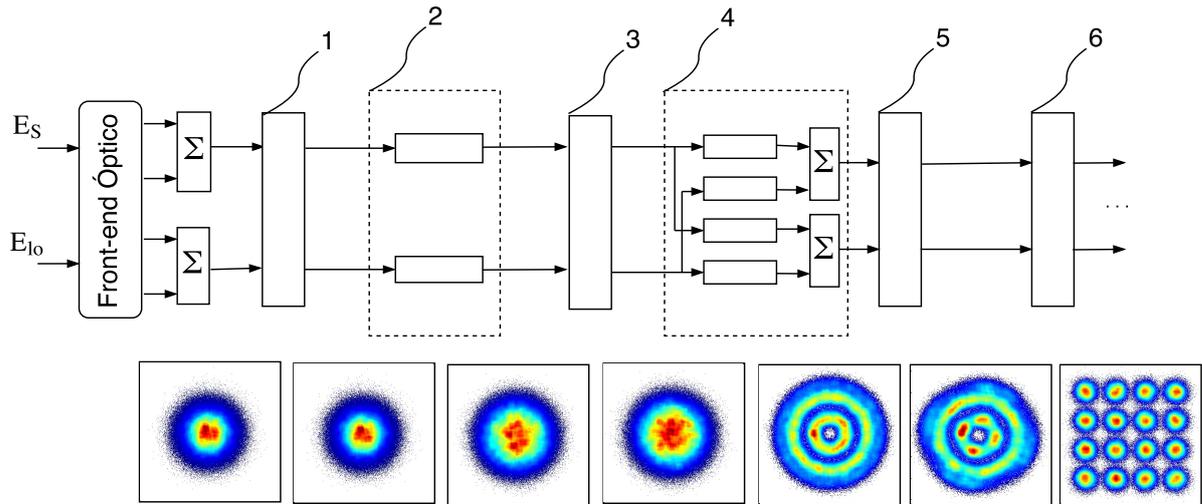


Figura 9 – Esquemático de um receptor coerente típico. E_S é o sinal recebido e E_{lo} é o oscilador local. 1) Bloco de condicionamento do canal; 2) compensação estática do canal; 3) correção do erro de temporização; 4) equalização dinâmica do canal; blocos de recuperação do desvio de frequência (5) e de fase (6) da portadora.

sistemas coerentes. Devido à elevada eficiência espectral e à gradual redução dos custos, sistemas coerentes são cotados como uma possível futura solução para comunicação inter e intra *datacenters*, áreas dominadas por sistemas com detecção direta e modulação de intensidade (*intensity-modulation direct-detected* - IM-DD).

A Fig. 9 apresenta o diagrama de blocos de um receptor coerente típico (front-end óptico e algoritmos de DSP) para um sinal M-QAM com multiplexação em polarização e taxa variável. Uma cadeia típica de algoritmos de processamento de sinais inclui um bloco de *deskew* e ortonormalização (1), o qual inclui uma compensação de atraso diferencial entre as linhas elétricas (*deskew*) e imperfeições do front-end óptico; um bloco de compensação estática do canal (2) para compensar efeitos de degradação do canal óptico; um bloco de correção do erro de temporização (3); um bloco de equalização dinâmica do canal (4); um bloco de recuperação do desvio de frequência (5) e de fase (6) da portadora. Estes blocos são normalmente seguidos por outros três blocos não incluídos na Fig. 9, um equalizador trabalhando a uma amostra por símbolo (*post-MIMO equalizer*), um conversor de símbolos para bits e um decodificador de canal, o qual pode ser implementado com decisão abrupta ou suave [53].

Cada bloco é responsável por compensar diferentes efeitos causados pelo canal de transmissão e imperfeições dos equipamentos. A constelação de um sinal DP-16QAM

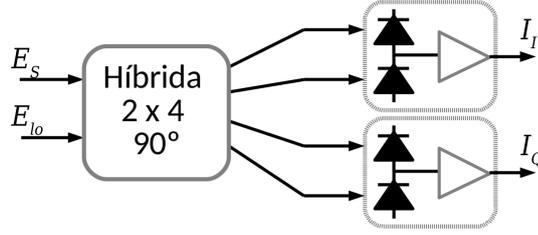


Figura 10 – Representação de um receptor coerente com diversidade de fase.

a 32 GBd transmitido por 400 km de fibra SSFM é mostrada na parte inferior da Fig. 9 após cada etapa do processamento.

2.3 Front-end óptico

Para conseguir receber as componentes em fase e em quadratura de sinais ópticos com formatos de modulação de alta ordem, é preciso usar um *front-end* óptico com diversidade de fase, como o representado na Fig.10 [54]. O sinal recebido (\mathbf{E}_S) é combinado com um oscilador local (\mathbf{E}_{lo}) em uma híbrida $90^\circ 2 \times 4$ e suas saídas são detectadas por dois fotodetectores balanceados. Os sinais \mathbf{E}_S e \mathbf{E}_{lo} são dados matematicamente por:

$$\mathbf{E}_S = \sqrt{P_S} \cdot e^{j(\omega_S t + \phi_S)} \cdot a(t) \cdot e^{j(\phi(t) + \phi_{n_S}(t))} \cdot \mathbf{e}_S, \quad (2.8)$$

$$\mathbf{E}_{lo} = \sqrt{P_{lo}} \cdot e^{j(\omega_{lo} t + \phi_{lo})} \cdot e^{j\phi_{n_{lo}}(t)} \cdot \mathbf{e}_{lo} \quad (2.9)$$

em que o subscrito S se refere ao sinal e lo se refere ao oscilador local, com P_S e P_{lo} sendo as potências, ω_S e ω_{lo} as frequências angulares, ϕ_S e ϕ_{lo} as fases iniciais, ϕ_{n_S} e $\phi_{n_{lo}}$ os ruídos de fase, \mathbf{e}_S e \mathbf{e}_{lo} os vetores unitários de polarização e $a(t)$ e $\phi(t)$ são a amplitude e a fase da informação a ser transmitida, respectivamente.

A função de transferência da híbrida, desconsiderando o ruído de amplificação e eventuais rotações de fase, é dada por [54]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\text{out1}} \\ \mathbf{E}_{\text{out2}} \\ \mathbf{E}_{\text{out3}} \\ \mathbf{E}_{\text{out4}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} e^{j\phi_{11}} & e^{j\phi_{12}} \\ e^{j\phi_{21}} & j \cdot e^{j\phi_{22}} \\ e^{j\phi_{31}} & -e^{j\phi_{32}} \\ e^{j\phi_{41}} & -j \cdot e^{j\phi_{42}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\text{in1}} \\ \mathbf{E}_{\text{in2}} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{\text{lo}} \\ \mathbf{E}_s + j\mathbf{E}_{\text{lo}} \\ \mathbf{E}_s - \mathbf{E}_{\text{lo}} \\ \mathbf{E}_s - j\mathbf{E}_{\text{lo}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

em que $\mathbf{E}_{\text{out}_i}$ são as quatro saídas, \mathbf{E}_{in_k} são as 2 entradas e ϕ_{ik} são os coeficientes de fase que respeitam $\phi_{i1} - \phi_{i2} = \phi$, com ϕ constante. A segunda linha foi obtida fazendo-se o sinal ser recebido na entrada 1 $\mathbf{E}_{\text{in1}} = \mathbf{E}_s$, e o oscilador local (\mathbf{E}_{lo}) na entrada 2 $\mathbf{E}_{\text{in2}} = \mathbf{E}_{\text{lo}}$ com o deslocamento de fase (ϕ) igual a zero ($\phi_{i1} = \phi_{i2}$).

As correntes de saída dos fotodetectores balanceados são dadas por (desconsiderando o ruído *shot*):

$$I_I = R \cdot \mathbf{E}_{\text{out1}} \cdot \mathbf{E}_{\text{out1}}^* - R \cdot \mathbf{E}_{\text{out3}} \cdot \mathbf{E}_{\text{out3}}^* \quad (2.12)$$

$$= R \cdot \frac{1}{4} (\mathbf{E}_s^2 + 2\mathbf{E}_s \cdot \mathbf{E}_{\text{lo}} + \mathbf{E}_{\text{lo}}^2) - R \cdot \frac{1}{4} (\mathbf{E}_s^2 - 2\mathbf{E}_s \cdot \mathbf{E}_{\text{lo}} + \mathbf{E}_{\text{lo}}^2) \quad (2.13)$$

$$= R\sqrt{P_S P_{\text{lo}}} a(t) \mathbf{e}_S \mathbf{e}_{\text{lo}} \cos[\Delta\omega t + \phi_n(t) + \phi_0 + \phi(t)] \quad (2.14)$$

$$I_Q = R \cdot \mathbf{E}_{\text{out2}} \cdot \mathbf{E}_{\text{out2}}^* - R \cdot \mathbf{E}_{\text{out4}} \cdot \mathbf{E}_{\text{out4}}^* \quad (2.15)$$

$$= R \cdot \frac{1}{4} (\mathbf{E}_s^2 - 2\mathbf{E}_s \cdot \mathbf{E}_{\text{lo}} + \mathbf{E}_{\text{lo}}^2) - R \cdot \frac{1}{4} (\mathbf{E}_s^2 + 2\mathbf{E}_s \cdot \mathbf{E}_{\text{lo}} + \mathbf{E}_{\text{lo}}^2) \quad (2.16)$$

$$= R\sqrt{P_S P_{\text{lo}}} a(t) \mathbf{e}_S \mathbf{e}_{\text{lo}} \sin[\Delta\omega t + \phi_n(t) + \phi_0 + \phi(t)] \quad (2.17)$$

em que R é a responsividade dos fotodetectores. $\Delta\omega = \omega_S - \omega_{\text{lo}}$ é o desvio de frequência angular, $\phi_n(t) = \phi_{n_S}(t) - \phi_{n_{\text{lo}}}(t)$ é o ruído de fase dos lasers resultante (ruído de fase do laser do transmissor menos ruído de fase do oscilador local) e $\phi_0 = \phi_S - \phi_{\text{lo}}$ é o desvio

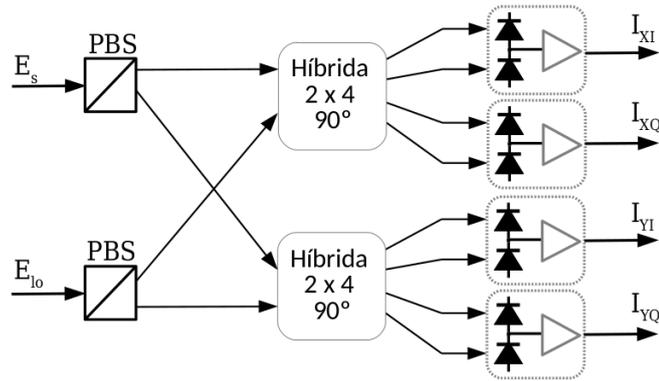


Figura 11 – Representação de um receptor coerente com diversidade de fase e de polarização. PBS - *polarization beam splitter*.

de fase inicial. Após a conversão eletro-óptica, os sinais são amostrados para em seguida serem processados pelo conjunto de algoritmos de DSP.

Para aumentar a capacidade, sistemas ópticos atuais possuem diversidade de polarização, o que significa que sinais diferentes são transmitidos em cada uma de duas polarizações ortogonais da luz. Para receber esse tipo de sinal, o *front-end* óptico deve ser duplicado e as duas polarizações são separadas por um separador de polarização (*polarization beam splitter* - PBS) como ilustrado na Fig.11.

2.3.1 Algoritmos de processamento digital de sinais

Nesta seção são descritos os algoritmos de processamento de sinais essenciais em sistemas ópticos coerentes. Em particular, são apresentados alguns algoritmos de compensação de atrasos entre linhas (*Deskew*), ortonormalização, estimação e compensação da dispersão cromática, recuperação de relógio, equalização dinâmica e separação de polarizações e recuperação da portadora. O objetivo não é descrever exaustivamente todos os tipos de algoritmos existentes, já que existem algoritmos para compensar outros efeitos além daqueles apresentados aqui. O foco maior será dado aos algoritmos usados nesse trabalho, mas procedimentos alternativos também serão citados.

2.3.1.1 *Deskew* e ortonormalização

O bloco de *deskew* e ortonormalização compensa imperfeições do *front-end* óptico. Caso os caminhos percorridos pelos sinais não sejam exatamente os mesmos ou eles não sejam amostrados pelos ADCs ao mesmo tempo, os 4 sinais convertidos para o domínio

digital estarão atrasados entre si. Essa diferença é chamada de *skew*. A diferença entre os sinais pode chegar a dezenas de símbolos, prejudicando a convergência dos algoritmos de DSP. O *skew* pode ser medido ou estimado em fábrica usando a correlação cruzada entre os sinais. Um atraso (τ) pode ser representado como [55]:

$$\tau = iT_{ADC} + \mu T_{ADC}. \quad (2.18)$$

em que i é um número inteiro e μ é um número entre 0 e 1. Ou seja, τ é a soma de um número inteiro (i) e uma quantidade fracionária (μ) de períodos de amostra (T_{ADC}). A parte inteira é facilmente compensada já que consiste em um deslocamento temporal das amostras. Já para compensar a parte fracionária, o algoritmo de *deskew* deve interpolar as amostras. A implementação de interpoladores usa filtros de resposta finita (*finite impulse response* – FIR) para minimizar a complexidade computacional. Diversas formas de interpolação já foram propostas, que vão desde o uso de polinômios de Lagrange até uma simples interpolação linear usando:

$$y(i) = x(i) + \mu \cdot (x(i+1) - x(i)), \quad (2.19)$$

em que $x(i)$ é o sinal de entrada e $y(i)$ é o sinal interpolado de saída.

Imperfeições nas híbridas de 90° e descasamento da responsividade dos fotodetectores causam desequilíbrio de quadratura (*quadrature imbalance* - QI). Esse desequilíbrio leva ao surgimento de um nível DC e de desvios entre as componentes em fase (*in-phase* - I) e em quadratura (*quadrature* - Q) do sinal recebido. A Fig.12 apresenta constelações obtidas em simulação apenas com os efeitos do ruído ASE e algumas imperfeições do *front-end* que criam uma dependência entre as duas componentes do sinal (desequilíbrio de quadratura).

Diversos métodos foram propostos para compensar o desequilíbrio de quadratura, sendo o procedimento de ortonormalização de Gram-Schmidt (*Gram-Schmidt orthonormalization process* - GSOP) [56] e o procedimento de ortonormalização de Lowdin (*Lowdin orthonormalization process* - LOP) [57] os mais populares. O algoritmo de ortonormalização de Gram-Schmidt possibilita a criação de uma base ortonormal a partir de um conjunto de vetores ou amostras linearmente dependentes e não-ortogonais. As

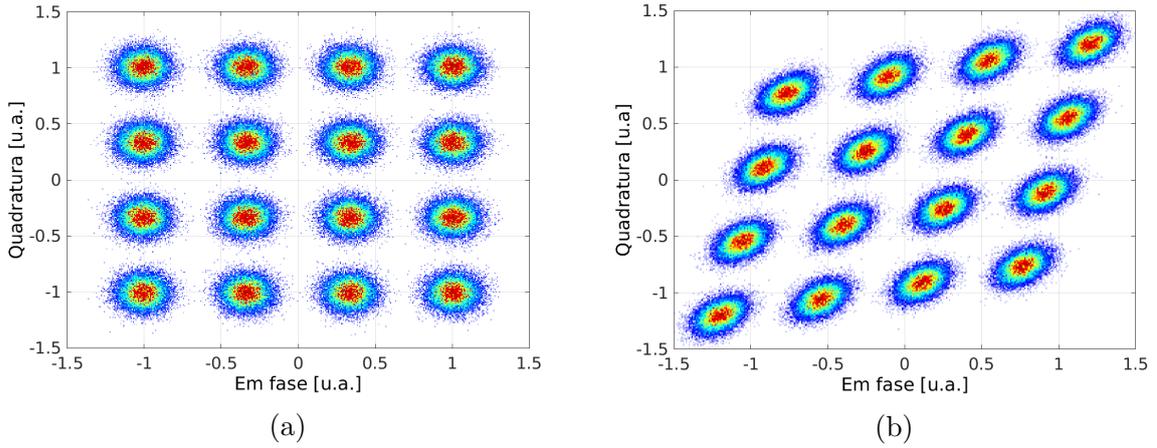


Figura 12 – Sinal 16-QAM (a) transmitido afetado por ruído AWGN e (b) com desvio de híbrida.

etapas do procedimento são apresentadas a seguir.

O GSOP é aplicado nos sinais de cada polarização separadamente para evitar acúmulo de erros. Um dos sinais recebidos em fase (s_i) e em quadratura (s_q) são escolhidos como referência. Supondo que o vetor escolhido seja o em fase, a primeira base (b_1) é apenas a normalização em potência desse sinal:

$$b_1 = s_i / \sqrt{P_i}, \quad (2.20)$$

em que P_i é a potência média da componente em fase do sinal, dada por $P_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n I_j^2$. Em seguida, obtém-se a componente em quadratura ortogonalizada em relação à nova referência e normalizada usando:

$$s_{q'} = s_q - \text{proj}_{b_1}(s_q) \quad (2.21)$$

$$b_2 = s_{q'} / \text{sqrt}(P_{q'}), \quad (2.22)$$

em que $P_{q'}$ é a potência média da componente em quadratura do sinal ortogonal a b_1 e $\text{proj}_u(v)$ é o operador projeção, definido como:

$$\text{proj}_u(v) = \frac{\langle u, v \rangle}{\langle u, u \rangle} \mathbf{u}, \quad (2.23)$$

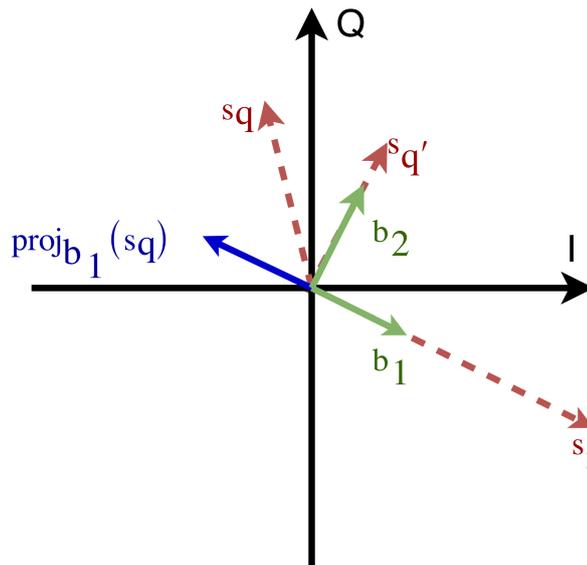


Figura 13 – Representação gráfica da ortogonalização de Gram-Schmidt.

em que $\langle \cdot, \cdot \rangle$ é o operador produto interno.

Uma representação dos vetores resultantes é apresentada na Fig. 13. No GSOP, uma das componentes é normalizada enquanto a outra é rotacionada e normalizada. Já no LOP, as duas componentes são rotacionadas e normalizadas, as bases ortogonais resultantes são aquelas mais próximas dos sinais recebidos usando como critério o erro quadrático médio.

2.3.1.2 Estimação e compensação da dispersão cromática (equalização estática)

A função de transferência de uma fibra considerando apenas a dispersão cromática e com o sinal se propagando na direção z , no domínio frequencial é (deduzida a partir da NLSE 2.1):

$$G(z, \omega) = \exp\left(j \frac{D\lambda^2 z}{4\pi c} \omega^2\right), \quad (2.24)$$

em que D é o parâmetro de dispersão, c é a velocidade da luz no vácuo e λ é o comprimento de onda central do sinal. De posse da função de transferência, para compensar a CD basta filtrar o sinal recebido com um filtro “passa tudo” com função de transferência $1/G(z, \omega)$. Como o filtro é invariante no tempo caso o comprimento do enlace e as características das fibras não mudem, esta etapa também é conhecida como equalização estática. Essa filtragem pode ser feita no domínio da frequência (*frequency-domain equalizer*) usando

os métodos de sobrepor e adicionar (*overlap-and-add*) ou sobrepor e salvar (*overlap-and-save*)[58]. A compensação da dispersão cromática também pode ser feita por filtragem no domínio temporal (*time domain equalization* - TDE), com otimizações para que a complexidade seja parecida com a FDE.

Esses métodos exigem o conhecimento preciso do canal, ou seja, da dispersão acumulada no enlace de transmissão. Para isso existem diversos algoritmos que estimam a dispersão acumulada no sinal recebido com duas estratégias principais: busca por varredura e algoritmos adaptativos. A maioria dos algoritmos de processamento de sinais necessita que a dispersão cromática esteja compensada para terem um bom desempenho. Essa característica pode ser aproveitada por algoritmos estimadores por varredura para encontrar o valor de CD acumulado. O princípio de funcionamento desses estimadores é testar diversas correções de CD e escolher aquela que leva ao melhor desempenho dos algoritmos segundo algum critério. Como exemplo de critério, a taxa de erro após o processamento digital de sinais pode ser usada, porém o sinal passaria por toda a cadeia de DSP, o que levaria muito tempo e problemas de convergência de outros algoritmos poderiam impossibilitar a estimação. Para simplificar a estimação e torná-la dependente do desempenho de um menor número de algoritmos de processamento, a avaliação do erro pode ser feita após a equalização dinâmica (Os principais algoritmos serão descritos em detalhe na Seção 2.3.1.4) como o erro quadrático médio do valor absoluto do sinal em relação aos possíveis valores absolutos da constelação transmitida. Diniz et al. propuseram outro modo de estimar a dispersão por varredura usando a variância da estimação do erro de temporização. O erro de temporização não varia muito rapidamente, portanto, quando as estimativas sequenciais deste erro são muito diferentes entre si, o algoritmo não está funcionando corretamente, provavelmente por causa da CD residual. Para estimar dispersão mais rapidamente, existem também os algoritmos adaptativos cegos de estimação da dispersão cromática [59] e também métodos analíticos [60], que não usam varredura.

2.3.1.3 Recuperação de relógio

O sinal de relógio do ADC deve ser exatamente igual (fase e frequência) àquele usado pelo transmissor a fim de recuperar o sinal original com a menor taxa de erro possível. Diferenças fazem com que os instantes de amostragem não sejam ótimos. Caso os dois relógios tenham exatamente a mesma frequência, mas uma diferença de fase $\Delta\phi$,

os instantes de amostragem terão sempre a mesma distância para o ponto ótimo. Se as duas ondas tiverem a mesma fase mas frequências diferentes, a distância entre os instantes de amostragem e o ponto ótimo varia com o tempo. Na realidade, o que acontece é uma combinação dos dois efeitos, mas o desvio de fase dos relógios não é um problema para sistemas que usam equalizadores dinâmicos fracionalmente espaçados como os tipicamente usados em sistemas ópticos.

Imperfeições na recuperação de relógio são especialmente limitantes em sistemas que trabalham em altas velocidades. Além disso, sinais com formato de pulso com ocupação espectral próxima do limite de Nyquist (e.g. pulso cosseno levantado com *roll-off* próximo a zero) possuem o diagrama de olho muito fechado horizontalmente, sendo ainda mais sensíveis a desvios do instante ótimo de amostragem.

A sincronização entre transmissor e receptor pode ser feita no domínio analógico usando laços de travamento de fase (*phase-locked loop* - PLL) [61] mas, por simplicidade, diversos algoritmos de recuperação de relógio no domínio digital foram propostos. Um método bastante conhecido de recuperação de relógio no domínio digital é o algoritmo de Gardner [62] e sua variante para sinais *Nyquist* [63]. Métodos alternativos são o proposto por Ungerboeck a partir da observação dos coeficientes dos filtros do equalizador adaptativo [64] e outros métodos de recuperação de relógio no domínio da frequência.

O algoritmo de equalização dinâmica consegue acompanhar pequenos desvios de relógio por um certo período de tempo. Em experimentos, a pequena quantidade de dados permite que seja feita apenas uma interpolação com fator constante para reduzir o valor do erro de relógio no lugar de utilizar um algoritmo de compensação mais complexo, caso seja usado um equalizador dinâmico para recuperar o ponto ótimo de amostragem, além de separar as polarizações e equalizar o sinal.

2.3.1.4 Equalização dinâmica

O objetivo do equalizador dinâmico é separar os sinais multiplexados em polarização e compensar a resposta do canal de comunicação, além de otimizar o instante de amostragem e a relação sinal ruído. No receptor coerente, as polarizações do sinal enviado são divididas entre as componentes de polarizações ortogonais, denominadas X e Y. Entretanto, em decorrência da propagação na fibra, o estado de polarização no receptor varia

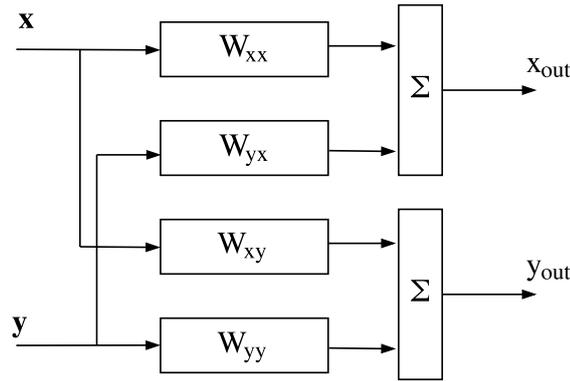


Figura 14 – Arquitetura típica de um equalizador dinâmico.

com o tempo e, por isso, a informação em cada componente de polarização recebida é uma mistura das informações enviadas em cada polarização. O equalizador dinâmico trabalha como um separador de fontes e desfaz a mistura das polarizações, gerando sinais independentes. Os efeitos dispersivos mais comuns presentes nos sinais na entrada do equalizador dinâmico são a dispersão cromática (residual, sendo que a maior parte é compensada no bloco equalizador estático), a dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* – PMD) e a dispersão resultante das filtragens óptica e elétrica.

A arquitetura típica do bloco consiste em quatro filtros de resposta finita (*finite impulse response* - FIR) com L taps arranjados em uma estrutura borboleta (ver Fig. 14) com duas entradas (\mathbf{x} e \mathbf{y}) e duas saídas (x_{out} e y_{out}), relacionadas por

$$x_{out} = \mathbf{w}_{xx} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{w}_{xy} \cdot \mathbf{y}, \quad (2.25)$$

$$y_{out} = \mathbf{w}_{yy} \cdot \mathbf{y} + \mathbf{w}_{yx} \cdot \mathbf{x}, \quad (2.26)$$

em que \mathbf{x} e \mathbf{y} são vetores de tamanho $1 \times L$ representando parte dos sinais de entrada de cada polarização. Os coeficientes dos quatro filtros FIR são representados pelos vetores \mathbf{w}_{IJ} de tamanho $L \times 1$ com os subscritos I e J representando a entrada e saída correspondentes. Equalizadores mais comuns são os fracionalmente espaçados, que trabalham a duas amostras por símbolo e possuem desempenho superior aos que usam apenas uma amostra por símbolo por causa da diversidade temporal e da redução de *aliasing* [65].

Os coeficientes dos filtros são adaptados de acordo com [56]:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_{\mathbf{xx}}(n+1) &= \mathbf{w}_{\mathbf{xx}}(n) + \mu \cdot e_x \cdot \mathbf{x}(n) \\
 \mathbf{w}_{\mathbf{yx}}(n+1) &= \mathbf{w}_{\mathbf{yx}}(n) + \mu \cdot e_x \cdot \mathbf{y}(n) \\
 \mathbf{w}_{\mathbf{yy}}(n+1) &= \mathbf{w}_{\mathbf{yy}}(n) + \mu \cdot e_y \cdot \mathbf{y}(n) \\
 \mathbf{w}_{\mathbf{xy}}(n+1) &= \mathbf{w}_{\mathbf{xy}}(n) + \mu \cdot e_y \cdot \mathbf{x}(n),
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

em que e é o sinal de erro e μ é o passo de adaptação.

Existem diversas maneiras para calcular o sinal de erro usado na adaptação dos filtros. Para sinais com diversos níveis (e.g. 8-QAM e modulações de ordem superior), as mais utilizadas são o algoritmo de mínimo erro quadrático médio dirigido por decisão (*decision-directed least mean square* – DD-LMS) e o equalizador radialmente dirigido (*radially-directed equalizer* – RDE). Ambos algoritmos usam (implicitamente) estatísticas de ordem superior dos sinais recebidos para estimar o sinal de erro.

2.3.1.4.1 Equalizador radialmente dirigido

O algoritmo RDE é uma variação do equalizador de módulo constante (*Constant Modulus Algorithm* – CMA) desenvolvido por Dominique Godard para a recuperação de sinais bidimensionais robusta a erro de fase [66]. Nele o sinal de erro é calculado considerando apenas a magnitude do símbolo recebido $y(n)$ e é dado por [67]:

$$e = \left\{ y(n) \cdot \left[R - |y(n)|^2 \right] \right\}^*, \tag{2.28}$$

em que R é um dos possíveis raios da constelação transmitida, escolhido para minimizar $|R - |y(n)||$. A Fig.15 mostra exemplos de escolha de raios para o cálculo do erro usando um sinal 16-QAM. Caso o símbolo equalizado seja aquele representado pelo ponto vermelho (y_1), as diferentes distâncias para os três possíveis raios são calculadas e o raio mais próximo, R_1 , é o escolhido. O mesmo vale para o símbolo equalizado verde (y_2), cujo raio mais próximo agora é o maior dos três, indicado como R_2 .

Um efeito de convergência indesejado pode acontecer pois as duas saídas do RDE podem convergir para a mesma sequência de dados, um evento chamado de singularidade [68, 56]. Algumas formas de tentar evitar essa situação já foram propostas na

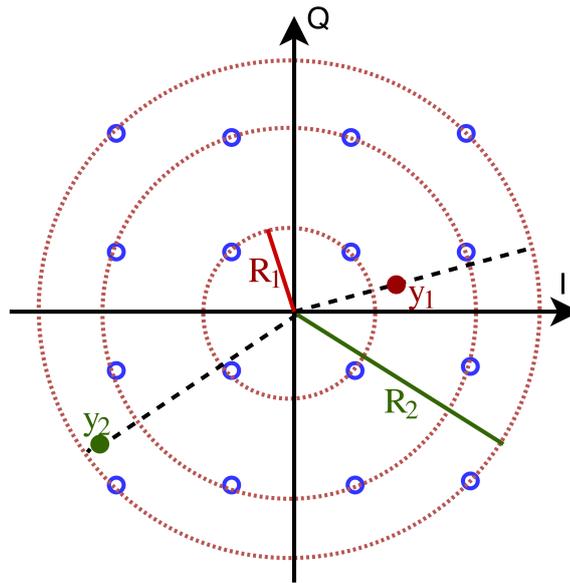


Figura 15 – Representação dos raios escolhidos (R_1 e R_2) por serem os mais próximos dos símbolos equalizados (s_1 e s_2) para calcular o erro no equalizador radialmente dirigido.

literatura [24, 69]. Uma das formas mais conhecidas é a de [69], que impõe as seguintes condições em um estágio de pré convergência (após a equalização de um bloco inicial de dados de tamanho arbitrário):

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{xy} &= -\mathbf{w}_{yx}^* \\ \mathbf{w}_{yy} &= \mathbf{w}_{xx}^* \end{aligned} \tag{2.29}$$

Após a correta equalização do sinal, o desvio de frequência entre a portadora e o oscilador local deve ser corrigido e a fase do sinal encontrada pelos algoritmos da Seção 2.3.1.5 antes de realizar a decisão.

2.3.1.4.2 Equalizador radialmente dirigido supervisionado

Uma sequência de treinamento (*training sequence* – TS) pode ser enviada periodicamente para melhorar o desempenho de algoritmos de processamento de sinais. TS é uma sequência pré definida de símbolos que facilita o cálculo do sinal de erro e diminui a influência de erros de decisão. O algoritmo é o mesmo que o descrito na Seção 2.3.1.4.1 com a diferença que na Eq. 2.28 o valor de R é conhecido, ao invés de ser estimado como um dos possíveis raios transmitidos. O uso de TS elimina a influência dos erros de decisão na

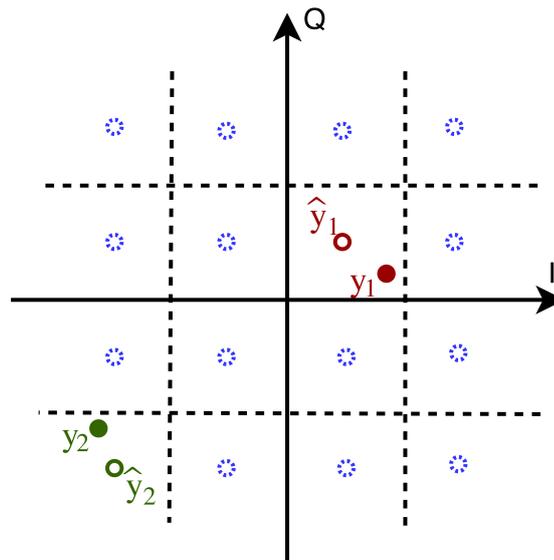


Figura 16 – Representação dos símbolos escolhidos (\hat{y}_1 e \hat{y}_2) por serem os pontos da constelação ideal mais próximos dos símbolos equalizados e com portadora recuperada (y_1 e y_2) para calcular o erro no equalizador de mínimo erro quadrático médio.

atualização dos coeficientes, melhorando a qualidade do sinal recuperado, especialmente em SNRs mais baixas.

Porém, o compromisso entre desempenho do equalizador e eficiência espectral deve ser observado. Como a sequência de treinamento não carrega informação, o número médio de bits por símbolo transmitido diminui (assim como a eficiência espectral). Além disso, para uma mesma taxa líquida de bits, uma taxa maior de símbolos deve ser utilizada, aumentando a largura espectral do sinal e conseqüentemente aumentando a quantidade de ruído dentro da banda. Portanto, o ganho com o uso da sequência de treinamento é reduzido por causa da redução de SNR para uma mesma OSNR.

2.3.1.4.3 Algoritmo de mínimo erro quadrático médio dirigido por decisão

Algoritmos dirigidos por decisão (DD) consideram que o símbolo decidido é igual ao símbolo transmitido, ou seja, que não houve erro de decisão. Como a recuperação do símbolo transmitido é necessária, a portadora do sinal deve ser encontrada pelos algoritmos da Seção 2.3.1.5 e então o símbolo decidido deve ser usado para calcular o erro que atualiza os filtros do equalizador dinâmico. O sinal de erro calculado pelo algoritmo de mínimo erro quadrático médio é dado por [70]:

$$e = \exp(j\hat{\theta}) (\hat{y}(n) - y(n)) \quad (2.30)$$

em que $\hat{y}(n)$ é o símbolo decidido após estimação de fase e $\hat{\theta}$ é o erro de fase estimado.

A Fig.16 mostra um exemplo dos símbolos escolhidos (y_1 e y_2) para o cálculo do erro usando um sinal 16-QAM. Vale notar que, diferentemente do RDE, o erro deve ser calculado entre o símbolo decidido e o símbolo recebido após passar pela equalização e a recuperação de frequência e de fase (y_1 e y_2).

Uma desvantagem do algoritmo DD-LMS é a propagação de erros de decisão e a sensibilidade a ruído de fase. É comum utilizar o CMA ou o RDE em uma fase de pré convergência robusta a erros de fase e em seguida utilizar o DD-LMS.

2.3.1.5 Recuperação de portadora

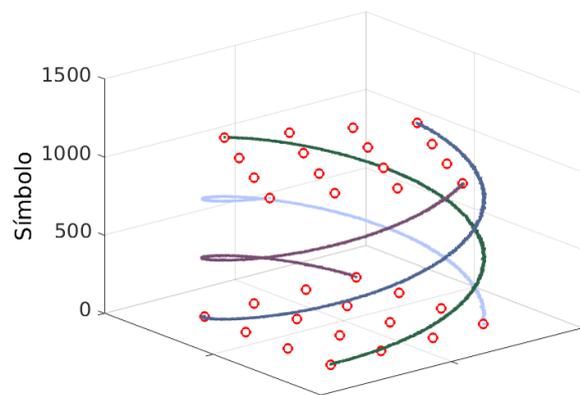
O sinal que sai do equalizador, supondo que todos os demais efeitos da transmissão foram corretamente compensados pelos algoritmos precedentes, possui apenas desvio de frequência (*frequency offset* - FO) e erro de fase.

O desvio de frequência ocorre por causa da diferença de frequência entre o laser do transmissor e do oscilador local. Para a perfeita recepção desse sinal, seria necessário que o laser do oscilador local estivesse casado em frequência com o laser do transmissor. No entanto, isso é uma tarefa complicada de ser feita operando apenas na camada física do sistema. Com lasers trabalhando hoje na faixa de ≈ 193 THz, é comum aparecerem desvios de frequência na ordem de centenas de mega-Hertz. Felizmente, existem algoritmos de DSP capazes de estimar e compensar esse desvio.

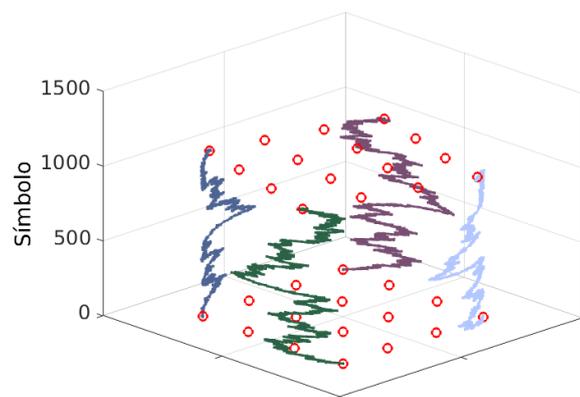
Um sinal (r) apenas com desvio de frequência e ruído AWGN é representado matematicamente por:

$$r_k = s_k e^{j(k \cdot 2\pi \Delta f_{freq} T_s)} + n_k, \quad (2.31)$$

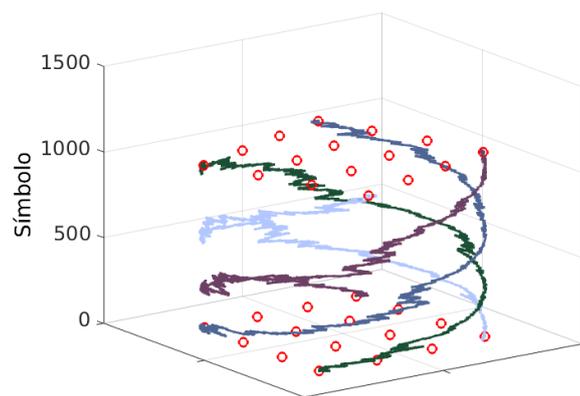
em que s_k é o símbolo transmitido, Δf_{freq} é a diferença entre as frequências do laser do transmissor e o oscilador local, T_s é o período de amostragem e n_k é o ruído. Pode-se ver por 2.31 que, como consequência da diferença entre os lasers, a constelação recebida sofre uma rotação de fase constante igual a $2\pi \Delta f_{freq} T_s$ entre as amostras no tempo e fica



(a)



(b)



(c)

Figura 17 – Evolução temporal de um sinal 16-QAM (a) apenas com desvio de frequência, (b) apenas com ruído de fase e (c) com ambos. A evolução temporal de apenas quatro símbolos é mostrada para apresentar os efeitos com maior clareza.

com o aspecto apresentado na Fig. 17a para o formato de modulação 16-QAM. Na figura, a evolução da posição no tempo de apenas alguns símbolos é mostrada para facilitar a visualização do efeito.

O erro de fase, por sua vez, surge devido à largura de linha dos lasers do transmissor e do receptor, considerando que o desvio de frequência foi completamente corrigido no bloco FOE. Um sinal (r) apenas com ruído de fase e AWGN é representado matematicamente por:

$$r_k = s_k e^{j(\theta_k)} + n_k, \quad (2.32)$$

em que θ_k é o ruído de fase. O comportamento do ruído de fase pode ser modelado por um processo de Wiener de média zero e variância ω_p^2 dada por:

$$\omega_p^2 = 2\pi\Delta\nu T_s, \quad (2.33)$$

em que $\Delta\nu$ é a largura de linha do laser. A Fig. 17b mostra a evolução no tempo de uma constelação 16-QAM com ruído de fase. Mais uma vez, a evolução de apenas alguns símbolos são mostrados para maior clareza da figura.

O sinal após a equalização possui tanto desvio de frequência quanto ruído de fase, assim como representado na Fig. 17c. Pode-se ver que ambos se manifestam como desvios de fase variantes no tempo. Nota-se também que o desvio de frequência provoca diferenças de fase entre duas amostras vizinhas muito maiores do que o ruído de fase. Para reduzir a quantidade de desvio de fase a ser acompanhado pelo algoritmo de recuperação de fase da portadora e aumentar a eficácia do mesmo, é interessante fazer a recuperação do desvio de frequência antes de corrigir o erro de fase. O desvio de frequência é estimado e compensado pelo bloco estimador do desvio de frequência (*frequency offset estimator* - FOE). O ruído de fase é estimado e compensado pelo bloco de estimação de fase (*phase estimation* - PE).

2.3.1.5.1 Compensação do desvio de frequência

O objetivo dessa etapa é encontrar e compensar Δf_{freq} . O bloco FOE pode implementar o algoritmo da M-ésima potência no domínio da frequência [71], que é descrito

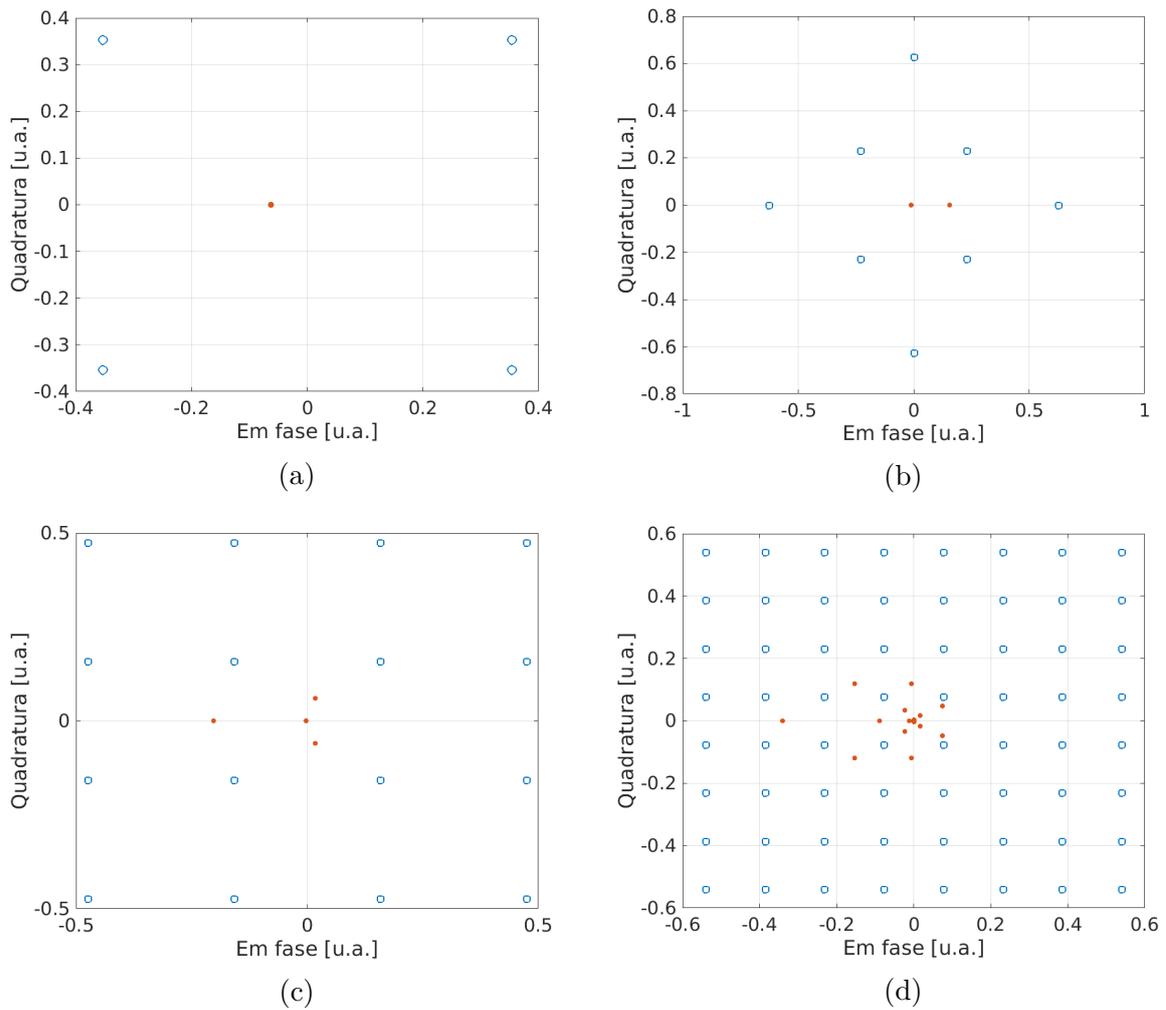


Figura 18 – Efeito de elevar constelações ideais à M -ésima potência. Círculos vazados representam o sinal original e círculos preenchidos o sinal elevado à M -ésima potência para os formatos de modulação (a) 4-QAM, (b) 8-QAM, (c) 16-QAM e (d) 64-QAM

a seguir.

A primeira etapa consiste em elevar o sinal no domínio do tempo à M -ésima potência, eliminando do sinal, ao menos parcialmente, a informação modulada. O valor de M é dependente do formato de modulação. Por exemplo, para BPSK, esse valor é 2, já para 4/8/16/64-QAM, ele é igual a 4. A Fig. 18 mostra o comportamento de constelações ideais elevadas à M -ésima potência. Pode-se notar que para o 4-QAM a informação é completamente eliminada do sinal já que todos os símbolos se tornam apenas um. Para formatos QAM de ordem mais elevada (8-/16-/64-QAM) o resultado da operação são pontos que formam uma região compacta e com um formato que ainda permite a aplicação do algoritmo de recuperação do desvio de frequência da M -ésima potência.

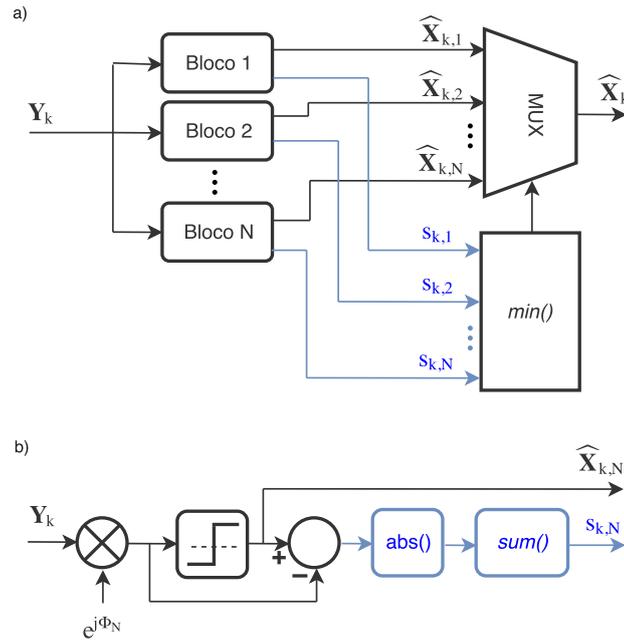


Figura 19 – a) Arquitetura geral do BPS e b) arquitetura interna de um bloco.

Após a exponenciação à M -ésima potência, os pontos (ou regiões) resultantes giram com velocidade angular dada por $w = 2\pi M\Delta f$. O desvio de frequência pode então ser observado como um pico no espectro do sinal resultante e a relação entre a frequência em que ocorre esse pico e o FO é dada por:

$$\widehat{\Delta f} = \frac{1}{M} \max_f [|FFT(x^M)|]. \quad (2.34)$$

Por utilizar a transformada de Fourier do sinal recebido, esse algoritmo possui valores máximos de desvio de frequência possíveis de serem estimados. Como o sinal normalmente está com apenas uma amostra por símbolo após o equalizador dinâmico, o eixo de frequência da FFT vai de $-R_s/2$ a $R_s/2$, onde R_s é a taxa de símbolo do sinal. Por causa da divisão por M na equação 2.34, o intervalo de frequências que podem ser estimadas pelo algoritmo da M -ésima potência é $[-R_s/(2M), R_s/(2M)]$. A precisão da estimativa e a complexidade desse algoritmo dependem apenas do tamanho da FFT utilizado.

2.3.1.5.2 Correção do erro de fase

O bloco PE é responsável por estimar e compensar o erro de fase. Um algoritmo de recuperação de fase que se tornou bastante utilizado em sistemas ópticos foi o algoritmo

de busca cega de fase (*blind phase search* - BPS) [72]. Esse algoritmo funciona com qualquer sinal QAM e seu diagrama de blocos pode ser visto na Fig. 19. O BPS trabalha por blocos de símbolos de tamanho L , que são as chamadas janelas de estimação. Os símbolos de uma mesma janela passam simultaneamente por N blocos, que aplicam uma certa correção de fase ϕ_n e calculam o erro quadrático médio do sinal corrigido. A saída do bloco que gera o menor erro é escolhida como a correta por um multiplexador (MUX).

Por causa da forma com a qual o erro é calculado, para o algoritmo não supervisionado, o intervalo de fases a ser testado depende da simetria da constelação. Como se pode ver na Fig. 20 as constelações 4-, 8-, 16- e 64-QAM possuem simetria de 90 graus, portanto somente fases de 0° a 90° precisam ser testadas. Já para o 2-QAM o intervalo é duas vezes maior. Como a simetria é de 180 graus, o intervalo de fases testado vai de 0° a 180° . Para o algoritmo supervisionado, todas as fases devem ser testadas (0° a 360°).

Com o intervalo determinado, o número de blocos determina a resolução de valores de correções de fase testados. Por exemplo, usando 10 blocos para estimar o erro de um sinal com formato de modulação 16-QAM, a correção ϕ_n de cada bloco será $90^\circ/10 = 9^\circ$ maior do que anterior ou seja, ϕ_n para um código com N células e uma constelação com simetria de Θ_{sim} graus é dada por

$$\phi_n = \frac{\Theta_{sim}}{N} \cdot n; n = 1, 2, \dots, N. \quad (2.35)$$

Quanto maior o número de blocos, maior o número de fases de teste e conseqüentemente maior a precisão da estimação e correção do erro, mas o algoritmo se torna mais complexo. Como uma alternativa menos complexa, pode-se aumentar o número de estágios usados para a estimação [73].

O BPS tornou-se bastante utilizado por sua arquitetura paralela ser facilmente implementada em *hardware*. Infelizmente, o número elevado de caminhos paralelos para calcular as várias correções de fase faz com que o algoritmo ocupe uma grande área de silício e também consuma muita potência. Algoritmos alternativos de recuperação de fase para modulações de alta ordem para aplicações que exigem consumo de potência e tamanho reduzidos podem ser os algoritmos supervisionados.

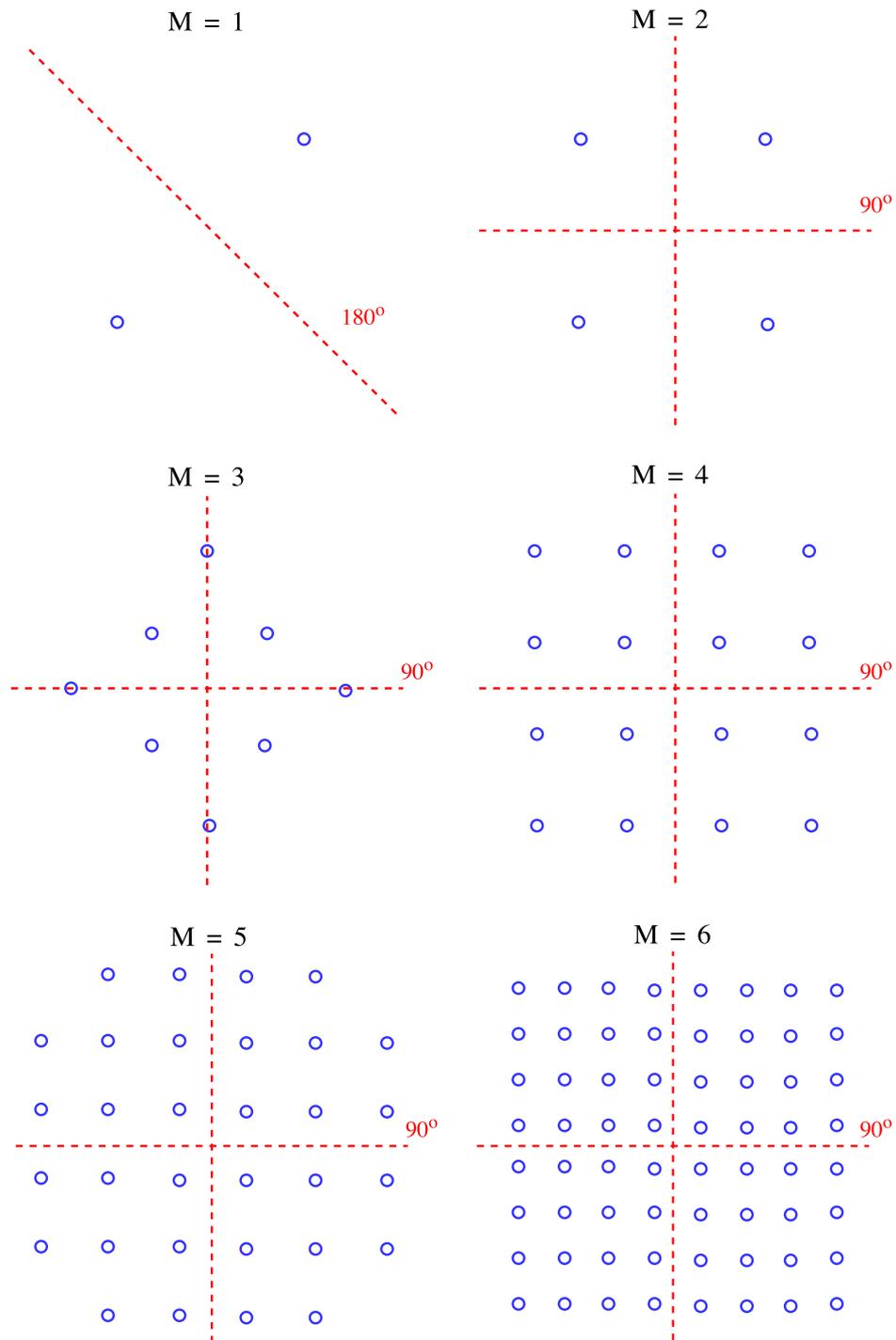


Figura 20 – Simetria de diversas constelações M-QAM.

3 Metodologia

Nesse capítulo são descritos todos os passos para encontrar o melhor conjunto de características do sinal transmitido para cada par de taxa de bit requerida e distância de transmissão teoricamente. Esse capítulo foca apenas nas derivações teóricas para explicar todo o processo de obtenção dos parâmetros ótimos de transmissão, enquanto capítulos posteriores incluirão na análise as limitações reais dos equipamentos (banda, quantização, jitter, etc.) e dos algoritmos de processamento de sinais, utilizando um grande número de resultados experimentais.

Todo o encadeamento de ideias será descrito com mais detalhes nas seções a seguir, mas uma visão mais simplificada do processo é apresentada na Fig. 21. O método começa com as curvas de capacidade no canal AWGN *versus* SNR para os formatos de modulação de interesse (4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM), multiplica a capacidade pela taxa de símbolo para encontrar curvas de taxa de bit *versus* SNR. Em seguida, usa a equação teórica para relacionar SNR e OSNR para as diferentes taxas de símbolo (8 GBd a 32 GBd em passos de 2 GBd) e por último aplica o modelo ruído gaussiano (*gaussian noise* - GN) que considera os efeitos não lineares da fibra para relacionar OSNR e distância de transmissão. Com todas as curvas de alcance transparente para os diversos conjuntos de parâmetros em mãos, é feita uma otimização para encontrar os melhores parâmetros de transmissão seguindo algum determinado critério.

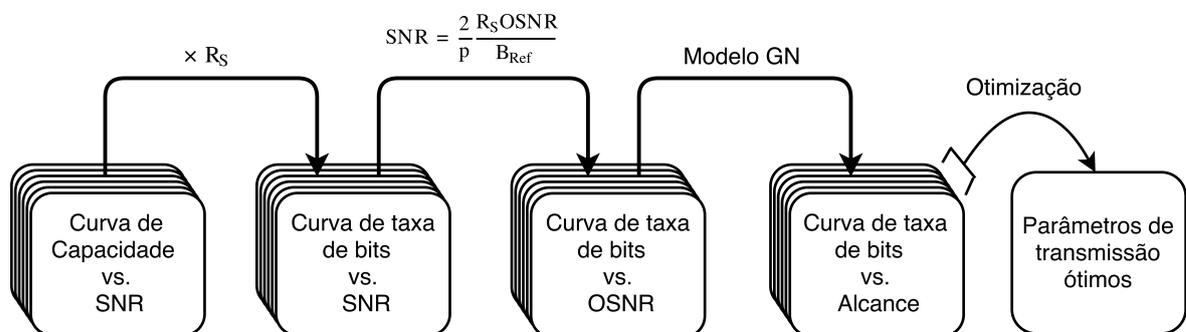


Figura 21 – Diagrama que representa a metodologia utilizada para encontrar os parâmetros de transmissão ótimos.

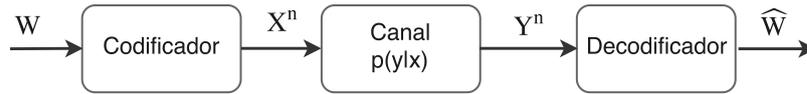


Figura 22 – Diagrama de um sistema de comunicação genérico.

3.1 Capacidade do canal AWGN e códigos corretores de erro

Dizer que um transmissor A se comunica com um receptor B significa que ações físicas em A induzem um efeito físico desejado em B. Essa transferência de informação é um processo físico e portanto está sujeita ao ruído ambiente e a imperfeições do próprio processo de passagem do sinal pelo canal físico de comunicação. A comunicação é considerada bem sucedida se o receptor e o transmissor concordam sobre qual a informação enviada [74].

A Fig. 22 apresenta um modelo matemático de um sistema de comunicação. Uma mensagem W é mapeada em uma sequência de símbolos X^n que é transmitida através de um canal e gera uma sequência Y^n recebida no outro extremo do canal. A sequência de saída é um processo estocástico que possui uma distribuição que depende da sequência transmitida, permitindo que X^n seja estimado a partir da sequência recebida Y^n . Para um canal gaussiano contínuo sem memória, a relação entre o símbolo de saída Y^n e o de entrada X^n é dada por:

$$Y^n = X^n + Z^n, Z^n \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2). \quad (3.1)$$

em que Z^n são as amostras de um ruído de média nula e variância σ^2 independente de X^n . Sem nenhuma restrição adicional, a capacidade desse canal seria infinita pois seria possível colocar uma potência tão grande em X^n que o ruído não atrapalharia a comunicação. Infelizmente, os transmissores reais possuem uma potência máxima (P) finita que deve ser distribuída entre os símbolos transmitidos, ou seja:

$$\frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |X^n|^2 \leq P. \quad (3.2)$$

A capacidade (C) para um canal gaussiano com transmissor limitado em po-

tência é dada, em bits por uso do canal, por:

$$C = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \right). \quad (3.3)$$

Se a mensagem enviada possui um alfabeto de entrada discreto com M elementos complexos A_k , a informação mútua entre a entrada X^n e a saída Y^n do canal em bit/símbolo, considerando duas polarizações, é dada por [44]:

$$I(X; Y) = 2 \sum_{k=0}^{M-1} \Pr(A_k) \int_{-\infty}^{\infty} p_{Y|A_k}(y|A_k) \cdot \log_2 \left[\frac{p_{Y|A_k}(y|A_k)}{\sum_{l=0}^{M-1} \Pr(A_l) p_{Y|A_l}(y|A_l)} \right] dy, \quad (3.4)$$

em que $\Pr(A_k)$ é a probabilidade de o símbolo A_k ser transmitido e $p_{Y|A_k}(y|A_k)$ é a função de densidade de probabilidade (*probability density function* - pdf) da saída do canal dado que o símbolo A_k foi transmitido. Para um canal com ruído branco gaussiano aditivo (*additive white gaussian noise* - AWGN) de variância σ^2 por dimensão, essa pdf é dada por:

$$p_{Y|A_k}(y|A_k) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{|y-A_k|^2}{2\sigma^2}}. \quad (3.5)$$

A capacidade restrita para esses formatos de modulação é atingida quando as distribuições de probabilidade são escolhidas para maximizar $I(X; Y)$, isto é:

$$C = \max_{\Pr(A_k)} I(X; Y) \quad (3.6)$$

Porém, neste trabalho apenas consideramos a capacidade quando $\Pr(A_k)$ é a distribuição uniforme. A informação mútua para diferentes formatos de modulação M-QAM são mostradas em função da relação sinal-ruído na Fig. 23.

Para SNRs elevadas, a probabilidade de erro de bit é muito baixa e a capacidade é limitada pela quantidade de símbolos da constelação. Para SNRs mais baixas, é necessário codificar o sinal para chegar a taxas de erro muito baixas e o número de bits de informação por uso do canal (por símbolo transmitido) diminui. Portanto, a partir das

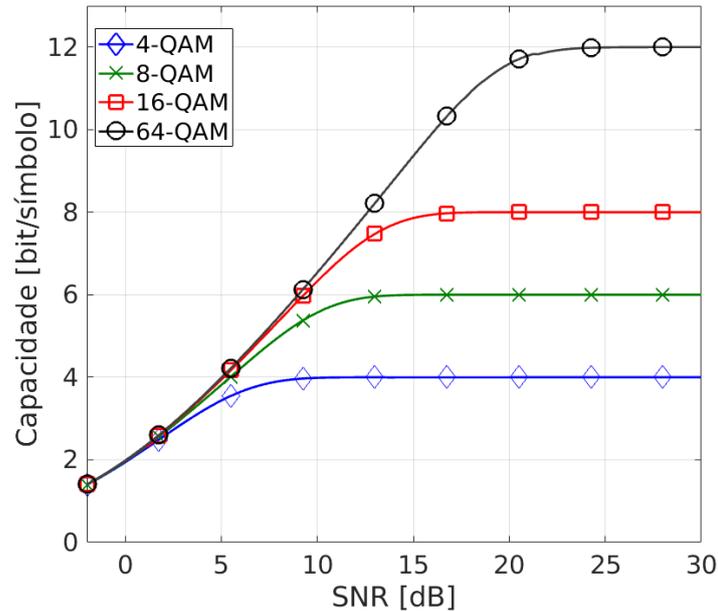


Figura 23 – Curva de capacidade do canal gaussiano para símbolos equiprováveis de alguns formatos de modulação. Sinais com duas polarizações.

curvas de informação mútua, pode-se encontrar a menor SNR requerida (SNR_{req}) para conseguir transmitir um sinal com capacidade $C^* \geq I_{\text{req}}$.

3.1.1 Códigos corretores de erro

Codificar um sinal significa adicionar algum tipo de redundância à mensagem original para que o decodificador no receptor seja capaz de recuperar a informação transmitida com uma taxa de erro arbitrariamente baixa (para sistemas ópticos, essa taxa é normalmente de 10^{-15}). Uma estratégia simples de codificação facilita apenas a detecção de erros de decisão. Neste caso, o receptor deverá requerer a retransmissão do sinal até que nenhum erro seja detectado. Um objetivo mais ambicioso é permitir a detecção e a correção de erros, sem a necessidade de retransmissão de dados. A principal função dos códigos corretores de erro é estreitar a distância entre o desempenho de sistemas não codificados e o limite de Shannon, permitindo que um sistema real funcione confiavelmente a uma taxa perto da capacidade teórica.

Existem dois grandes grupos nos quais podem ser separadas as diversas técnicas de codificação de sinais: codificação no domínio dos sinais e codificação binária [74]. Uma diferença fundamental entre esses dois grupos é que a codificação no domínio

de sinais aumenta a ordem do formato de modulação (e.g. de 8-QAM para 16-QAM) para acomodar a redundância, mantendo assim a taxa de símbolo por segundo. Já na codificação binária, o formato de modulação é mantido constante e bits de redundância (paridade) são transmitidos junto com a mensagem original, forçando um aumento da taxa de símbolo para manter a taxa líquida (excluindo os bits de paridade) desejada e, conseqüentemente, um aumento da banda ocupada e redução da eficiência espectral.

A quantidade de bits de paridade por palavra código que podem ser utilizados em um sistema é dada pela diferença entre a taxa bruta de bits disponível no sistema e a taxa líquida requerida pelo cliente. Dois parâmetros característicos de códigos que indicam a fração de paridade em relação à informação são a taxa de código (R) e o cabeçalho (*overhead* - OH), que são definidos como:

$$R = \frac{K}{N}, \quad (3.7)$$

$$OH = \frac{N - K}{K} = \frac{1}{R} - 1, \quad (3.8)$$

em que N é o número total de bits por palavra código e K é o número de bits de informação. Quanto maior o número de bits de paridade (maior OH e menor R), maior a capacidade de correção de erros de um código, como pode ser visto na Fig. 24 para um código com matriz de paridade esparsa (*low-density parity-check* - LDPC) ilustrativo com palavra código de 3600 bits. Porém, o aumento do cabeçalho reduz a eficiência espectral e aumenta a complexidade computacional dos decodificadores e codificadores.

Exemplos de códigos no domínio de sinais são a modulação codificada em treliça (*trellis-coded modulation* - TCM) e modulações multidimensionais. Alguns códigos em blocos muito conhecidos e usados em óptica são os códigos Reed-Solomon (RS) [75] e Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) [76, 77] e, mais recentemente, códigos com matriz de paridade esparsa [78] e códigos Turbo [79].

A decodificação, por sua vez, pode ser feita com decisão abrupta ou suave. Na decisão abrupta, o símbolo é decidido por mínima distância e os bits correspondentes são enviados para o decodificador. A diferença fundamental da decisão suave é que, ao invés de escolher os bits correspondentes a um símbolo recebido, o decodificador trabalha com

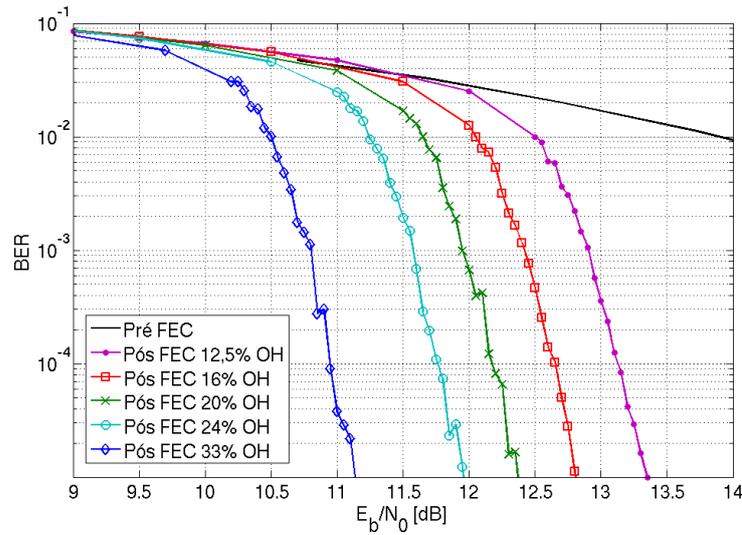


Figura 24 – Desempenho de um LDPC ilustrativo com palavra código de 3600 bits e diferentes tamanhos de *overhead*.

as probabilidades de um bit ser 0 ou 1 dado o símbolo recebido. Os códigos com decisão suave têm normalmente um desempenho melhor do que aqueles de decisão abrupta por utilizarem mais informação disponível no sinal recebido.

Alguns códigos com tamanho de cabeçalho variável foram descritos na literatura. Tais códigos conseguem variar o tamanho do cabeçalho durante o funcionamento, usando técnicas eficientemente implementáveis em *hardware* como perfuração e encurtamento [27]. Essas técnicas foram usadas por Gho et al. em [28] em códigos *Reed-Solomon* concatenados em série com decisão abrupta. Arabarci et al. e Gho et al. propuseram em [29] e [30] estratégias de codificação com códigos *low-density parity-check* com taxa de código variável.

3.2 Taxa de bit por SNR

Multiplicando as curvas de capacidade em bits por símbolo obtidas na seção anterior pela taxa de símbolo do sinal (R_s), obtém-se curvas de taxa líquida de bit (em bits por segundo) máxima por SNR para os diversos formatos de modulação e taxas de símbolo. Vale a pena observar que as curvas correspondentes às taxas de símbolo mais altas (ver Fig. 25) atingem um determinado valor de taxa líquida de bit para valores menores de SNR. Consequentemente, sistemas que trabalham com taxas de símbolo mais elevadas tendem a apresentar uma menor taxa de erros para a mesma SNR pois o aumento

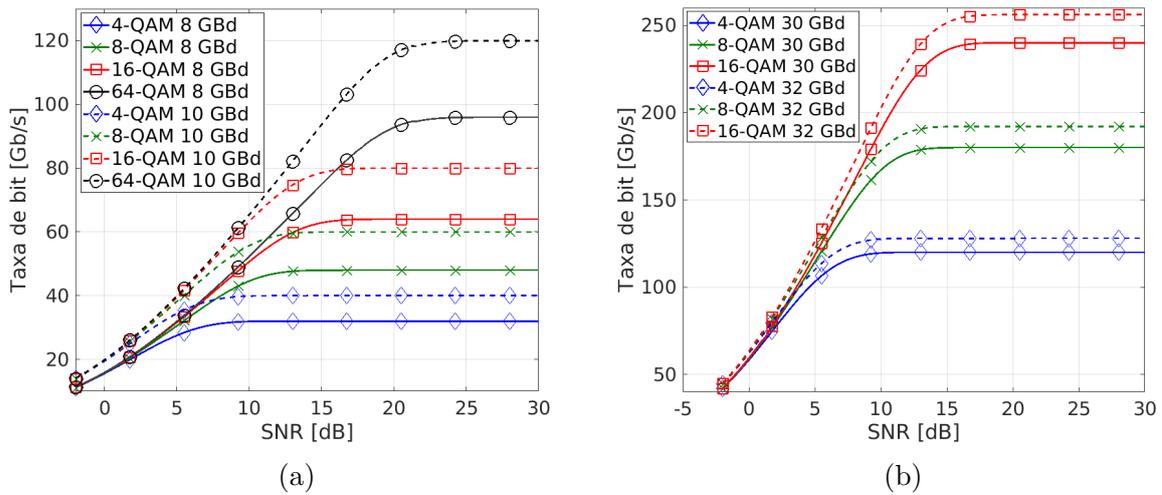


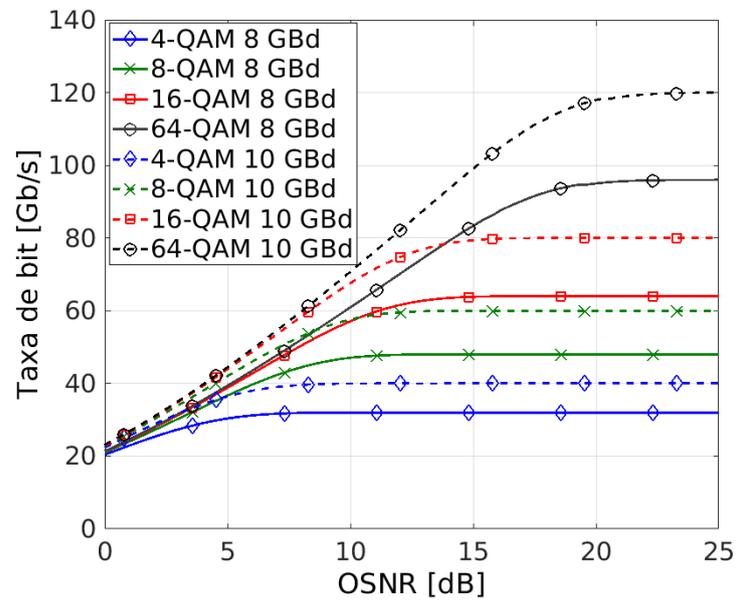
Figura 25 – Taxa líquida de bit em função da SNR para diferentes formatos de modulação e taxas de código. Taxas de símbolo: a) 8 GBd e 10 GBd e b) 30 GBd e 32 GBd.

da taxa bruta permite o uso de cabeçalhos de FEC maiores. Dessa maneira, para uma taxa de informação específica o melhor ponto de operação (que requer a menor SNR recebida) é sempre o formato de modulação de maior ordem e a maior taxa de símbolo e, conseqüentemente, o cabeçalho mais longo.

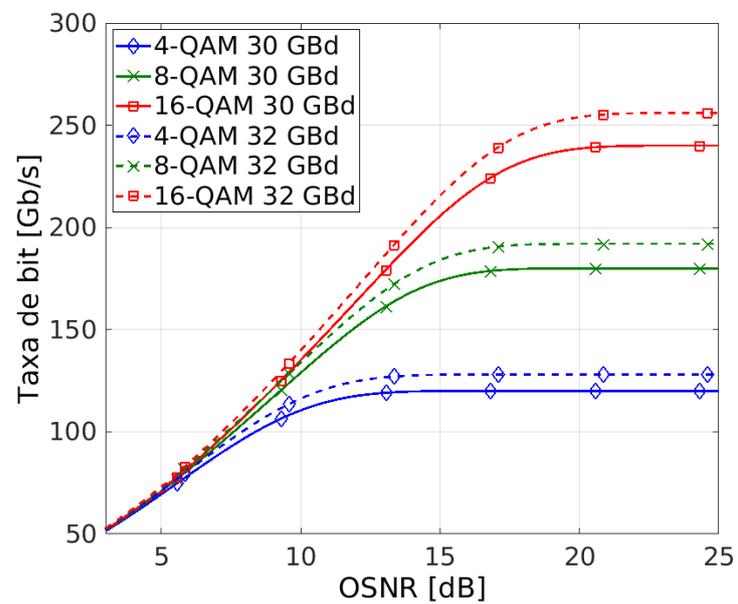
Isso significa que, em teoria, usando futuros transceptores flexíveis operando a taxas (R_s) menores ou iguais a 32 GBd, formatos de modulação 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM e formato de pulso Nyquist, a menor SNR requerida seria sempre alcançada com o formato de modulação de ordem mais elevada (64-QAM) e a maior taxa de símbolo (32 GBd), para qualquer taxa líquida de bit requerida. No entanto, se a banda disponível para o canal não for grande o suficiente para acomodar um sinal a 32 GBd, taxas menores devem ser escolhidas, às custas da redução do cabeçalho do FEC e aumento da SNR_{req} para uma dada requisição de taxa de bit de informação.

3.3 Relação entre SNR e OSNR

A qualidade de um enlace óptico é normalmente medida pela relação sinal-ruído óptica (*optical signal to noise ratio* - OSNR) ao invés da SNR. De agora em diante, nos cálculos assume-se um FEC prático com um desempenho constante a ΔSNR (em dB) da capacidade de modo que, daqui para frente usa-se $SNR'_{req} = SNR_{req} + \Delta SNR$. Essa é apenas uma aproximação, já que o desempenho de FECs em relação à capacidade pode



(a)



(b)

Figura 26 – Taxa líquida de bit em função da OSNR para diferentes formatos de modulação e taxas de código. Taxas de símbolo: a) 8 GBd e 10 GBd e b) 30 GBd e 32 GBd.

variado de acordo com a taxa de código. Porém, essa suposição está de acordo com [53] que observou perdas de implementação de 2 dB e perda do FEC de 1 dB para um intervalo moderado de taxas de código.

A associação entre os domínios óptico e elétrico é feita relacionando SNR_{req} e OSNR_{req} por meio de [80]:

$$\text{SNR}_{\text{req}} = \frac{2 B_{\text{ref}}}{p R_s} \text{OSNR}_{\text{req}} \quad (3.9)$$

em que p é o número de modos de polarização e B_{ref} é a banda de referência (tipicamente 0.1 nm, ou 12,5 GHz). Vale a pena enfatizar que, para uma mesma OSNR, a SNR equivalente diminui com o aumento da taxa de símbolo (banda ocupada do sinal). Ou seja, essa equação mostra que, para uma mesma relação sinal-ruído óptica, sinais com taxas de símbolo mais elevadas possuem taxas de erros de bit maiores pois sua banda é mais larga, sendo portanto mais afetado por ruído.

Como a relação entre as duas grandezas é linear, as curvas teóricas de taxa líquida de bit máxima por OSNR (Fig. 26) são versões deslocadas das curvas de taxa por SNR (Fig. 25), dependendo do valor da taxa de símbolo considerada.

3.4 Relação entre OSNR e distância de transmissão

Finalmente, relaciona-se OSNR com alcance transparente. Nos cálculos, adiciona-se uma margem de OSNR (ΔOSNR) para representar efeitos de filtragem óptica e outros efeitos não considerados na análise, de modo que, daqui para frente, usamos $\text{OSNR}'_{\text{req}} = \text{OSNR}_{\text{req}} + \Delta\text{OSNR}$. Em sistemas amplificados por EDFA, desconsiderando os efeitos não lineares, a relação entre OSNR e distância de transmissão (L_{max}) é:

$$L_{\text{max}} = \frac{P_m}{P_{\text{span}}^{\text{ASE}} \cdot \text{OSNR}'_{\text{req}}} \cdot L_{\text{span}} \quad (3.10)$$

em que L_{span} é o comprimento de fibra entre EDFAs, P_m é a potência do sinal e o termo $P_{\text{span}}^{\text{ASE}}$ pode ser obtido usando a expressão clássica:

$$P_{\text{span}}^{\text{ASE}} = F \left(e^{\alpha L_{\text{span}}} - 1 \right) h\nu B_{\text{ref}} \quad (3.11)$$

em que F é a figura de ruído do amplificador, h é a constante de Planck, α é a constante de atenuação de potência e ν é a frequência central do canal de interesse.

Para levar em conta os efeitos não lineares, em sistema amplificados por EDFAs sem gerenciamento de dispersão cromática, o ruído devido a emissão espontânea amplificada e os efeitos não lineares (particularmente o efeito *Kerr*) podem ser modelados como ruído gaussiano branco aditivo. Usando essa aproximação, modelos analíticos podem prever o impacto das não-linearidades no sistema usando técnicas como a de Splett et al. em [81]. Recentemente, o uso do modelo AWGN para a interferência não linear foi revisitado no contexto de sistemas com detecção coerente [82][83][84]. Neste trabalho foi considerado o acúmulo incoerente da interferência não linear (*nonlinear interference* - NLI), que permite tratar os *spans* independentemente. Esse modelo foi mostrado ser suficiente para diversas aplicações práticas, particularmente quando o espectro está densamente ocupado [83]. Então, assumindo *spans* uniformes, o alcance transparente (L_{\max}) pode ser calculado como:

$$L_{\max} = \frac{P_m}{(P_{\text{span}}^{\text{ASE}} + P_{\text{span}}^{\text{NLI}}) \cdot \text{OSNR}'_{\text{req}}} \cdot L_{\text{span}}, \quad (3.12)$$

em que P_m é a potência de saída dos amplificadores por polarização, $P_{\text{span}}^{\text{ASE}}$ e $P_{\text{span}}^{\text{NLI}}$ são as potências de ruído ASE e NLI por *span* de fibra na banda de referência B_{ref} , e L_{span} é o comprimento do *span*. Note que um valor infinito de potência enviada P_m não leva a um alcance infinito pois $P_{\text{span}}^{\text{NLI}}$ também aumenta.

A potência NLI pode ser obtida pelo modelo GN aproximado proposto por Johansson et al. em [84], que calcula $P_{\text{span}}^{\text{NLI}} = G_{\text{span}}^{\text{NLI}} \cdot B_{\text{ref}}$, em que $G_{\text{span}}^{\text{NLI}}$ é a densidade espectral de potência da interferência não linear. O modelo em [84] propõe ainda a seguinte aproximação:

$$G_{\text{span}}^{\text{NLI}} \approx \frac{3\gamma^2 G(f_m)}{2\pi\alpha|\beta_2|} \left[G^2(f_m) \ln \left| \frac{\pi^2 \beta_2 (\Delta f_m)^2}{\alpha} \right| + \sum_{m'=1}^M \sum_{m' \neq m} G^2(f_{m'}) \ln \left(\frac{f_{mm'} + \Delta f_{m'}/2}{f_{mm'} - \Delta f_{m'}/2} \right) \right], \quad (3.13)$$

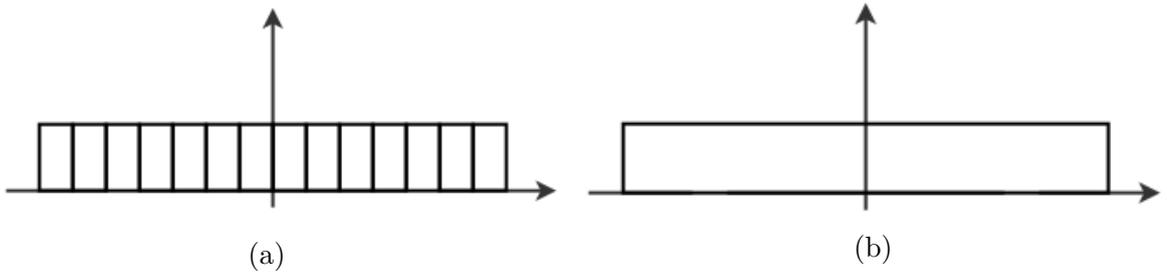


Figura 27 – Ilustração da equivalência para o modelo GN em (a) considerar vários canais Nyquist ocupando toda a banda disponível e (b) apenas um canal de banda equivalente.

em que Δf_m e $\Delta f_{m'}$ são as bandas dos canais m e m' , f_m é a frequência na qual a interferência não linear está sendo avaliada, $f_{mm'} \equiv |f_m - f_{m'}|$, $G(f_m)$ é a densidade espectral de potência do sinal, β_2 é o parâmetro de dispersão e γ é o coeficiente não linear. O primeiro termo do lado esquerdo representa a interferência do canal de interesse nele mesmo (SPM) e o somatório representa a influência dos canais vizinhos (XPM).

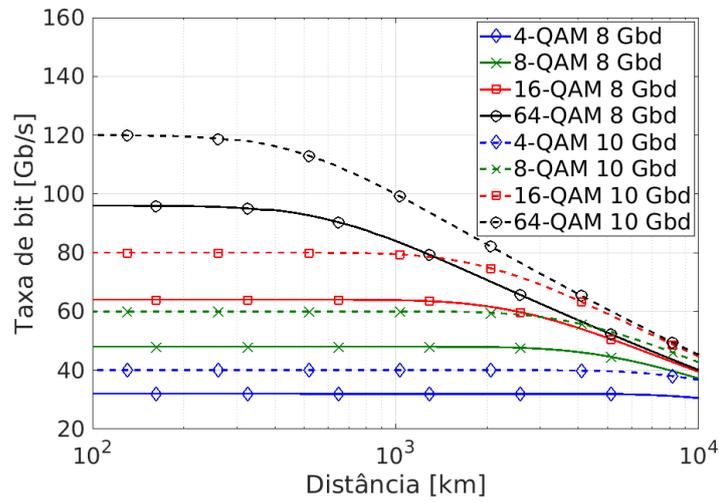
A fim de simplificar ainda mais os cálculos, supõe-se que o espectro disponível está completamente ocupado por canais com formato Nyquist de mesma densidade de potência como mostrado na Fig. 27, que é equivalente a ter um só canal que ocupa toda a banda. Apesar de ser uma suposição conservadora, isso permite que todos os canais operem corretamente mesmo em casos críticos com um sistema com muita carga de tráfego. Nesse caso, supondo apenas um canal que ocupa toda a banda disponível, os termos da interferência entre canais em 3.13 podem ser eliminados e $G_{\text{span}}^{\text{NLI}}$ é simplificado para:

$$G_{\text{span}}^{\text{NLI}} \approx \frac{3\gamma^2 G_s^3}{2\pi\alpha|\beta_2|} \ln \left| \frac{\pi^2 \beta_2 (\Delta f_s)^2}{\alpha} \right|, \quad (3.14)$$

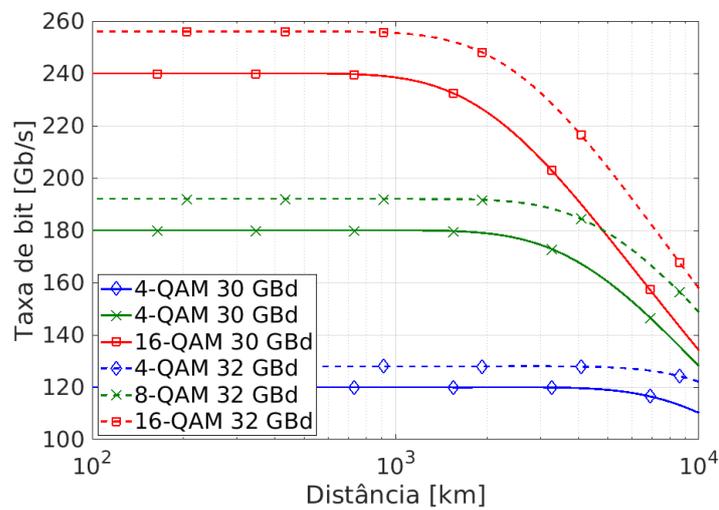
em que G_s é a densidade espectral de potência do canal (constante em todo o espectro) e Δf_s é a largura espectral. Desse modo, a potência do canal é diretamente proporcional à banda do canal e, equivalentemente, à taxa de símbolo, pois G_s é constante.

Dessa forma, a relação entre OSNR e distância de transmissão pode ser calculada utilizando os valores de $G_{\text{span}}^{\text{NLI}}$ obtido em 3.14 para calcular $P_{\text{span}}^{\text{NLI}}$ e substituí-lo, junto com o valor de $P_{\text{span}}^{\text{ASE}}$ obtido em 3.11, na equação 3.12.

Nas simulações foi usado $G_s = 0.5 \text{ mW}/50 \text{ GHz}$, que corresponde a uma potência de lançamento de -3 dBm para um canal de 50 GHz . Com as considerações apresentadas anteriormente, as curvas teóricas da Fig. 28 foram obtidas que mostram a variação da taxa líquida de bit conforme o alcance transparente para diversos formatos de modulação e taxas de símbolo. Nota-se que, conforme dito anteriormente, taxas de símbolo mais elevadas possuem alcances transparentes maiores para uma dada taxa líquida de bit, mas exigem um cabeçalho muito grande. A taxa líquida cai rapidamente com a distância para taxas de símbolo mais altas, enquanto taxas de símbolo menores conseguem manter a taxa líquida de bit máxima por distâncias maiores. Com essas curvas finais pode-se achar, dada uma demanda de taxa de bit e distância entre os nós de transmissão e recepção, todos os conjuntos de parâmetros que podem ser usados para satisfazer a demanda e escolher o mais apropriado.



(a)



(b)

Figura 28 – Taxa líquida de bit em função do alcance transparente para diferentes formatos de modulação e taxas de código. Taxas de símbolo: a) 8 GBd e 10 GBd e b) 30 GBd e 32 GBd.

4 Montagem experimental e otimização dos algoritmos de processamento de sinais

No capítulo anterior, mostrou-se como obter as curvas teóricas que relacionam taxa de bit e alcance transparente para diversas configurações de um transceptor flexível (taxa de símbolo, formato de modulação e taxa de código). Essas curvas mostram que, para uma taxa de bit específica, o ponto de operação ótimo (que requer a menor SNR) sempre corresponde ao formato de modulação de ordem mais alta, à taxa de símbolo mais elevada e, conseqüentemente, ao maior *overhead* (taxa de código mais baixa). Isso significa que, teoricamente, para um BVT operando de 10 a 32 Gbd, 4/8/16/64-QAM, com um esquema de FEC que alcança a capacidade, o maior alcance seria obtido para um 64-QAM codificado operando a 32 Gbd.

Para tornar a análise mais fiel à realidade e com uma aplicação prática mais evidente, as curvas de alcance transparente devem levar em consideração limitações práticas de dispositivos de sistemas ópticos reais. Dentre essas limitações práticas, as mais importantes são as características dos conversores analógico-digital e digital-analógico, e também o desempenho e a convergência dos algoritmos de processamento digital de sinais do receptor. Para tanto, o método proposto utiliza curvas experimentais de SNR e OSNR para substituir a relação teórica dada na Seção 3.3. A figura apresentada na seção ante-

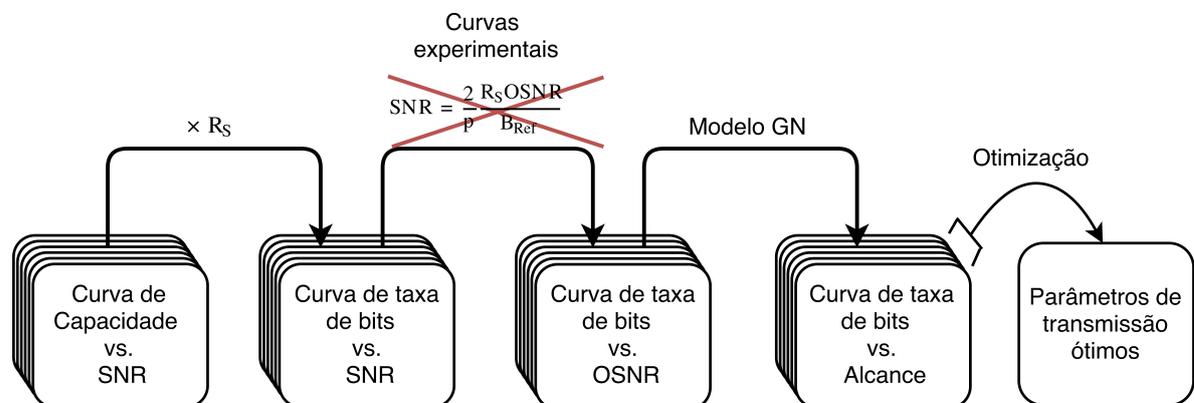


Figura 29 – Diagrama que representa a metodologia utilizada para encontrar os parâmetros de transmissão ótimos, atualizado para considerar efeitos da transmissão dos sinais em sistemas ópticos reais.

rior para resumir a metodologia utilizada foi alterada nessa seção para incluir as relações experimentais entre OSNR e SNR, conforme representado na Fig. 29.

Esse capítulo serve para descrever a montagem experimental e os algoritmos de DSP utilizados em uma extensa caracterização em *back-to-back* com sinais de diversas taxas de símbolo e formatos de modulação. Além disso, a segunda seção apresenta a otimização de dois blocos de DSP cujo desempenho piora bastante com o aumento do ruído: o equalizador dinâmico e o estimador de fase.

Os experimentos foram feitos no laboratório de comunicações ópticas do Centro de pesquisa e desenvolvimento em telecomunicações (CPqD). A montagem experimental era preparada pela equipe do centro e a aquisição dos dados foi feita pelo autor deste trabalho. Para processar os dados adquiridos em laboratório, o autor implementou os algoritmos de DSP em Matlab a fim de ter mais liberdade para otimizá-los conforme necessário.

4.1 Montagem experimental e algoritmos de DSP

A figura 30 mostra a montagem experimental usada para caracterizar o transceptor flexível. Os conjuntos de formato de modulação e os respectivos intervalos de taxa de símbolo utilizados no experimento estão listados na tabela 1.

A OSNR recebida foi variada em uma montagem com carregamento de ruído ASE, portanto, todas as medidas foram feitas sem transmissão de longa distância em fibra. Apesar de essa ser uma montagem limitada, estudos mostram que, em transmissões suficientemente longas em sistemas sem compensação óptica da dispersão cromática, os efeitos não lineares podem ser modelados como ruído gaussiano aditivo [83, 45].

No processamento digital de sinais do transmissor, 2^{17} símbolos aleatórios são sobreamostrados a duas amostras por símbolo e são passados por um filtro formatador de pulso cosseno levantado com *roll-off* igual a 0,1. Além disso, o sinal é passado por um filtro otimizado por algoritmo genético para pré-compensar a limitação de banda dos diversos dispositivos e a não-linearidade do modulador em *back-to-back*. As quatro componentes que carregam a informação (componente I e Q das polarizações X e Y) são carregadas na memória de um conversor digital-analógico (*digital-to-analog converter* -

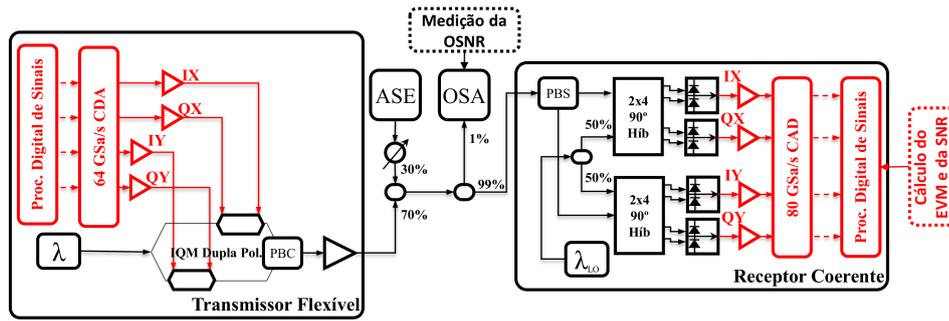


Figura 30 – Montagem experimental. Linhas vermelhas e pretas representam sinais elétricos e ópticos, respectivamente. A adição de ruído amplificado é usado para simular os efeitos combinados da ASE e do ruído não-linear depois da propagação em fibra. Essa representação está de acordo com o modelo GN descrito na Seção 3.4, que trata ambos ruídos como AWGN.

Tabela 1 – Parâmetros do experimento

Modulação	Taxas de símbolo
4-QAM	8-32 GBd em passos de 2 GBd
8-QAM	8-32 GBd em passos de 2 GBd
16-QAM	8-30 GBd em passos de 2 GBd
64-QAM	8-18 GBd em passos de 2 GBd

DAC) com taxa de amostragem de 64 GSa/s, banda de 3 dB por volta de 14 GHz e 8 bits de resolução nominal. Os sinais são amplificados linearmente por *drivers* com banda de 20 GHz para então modular, através de moduladores em fase e quadratura (*in-phase quadrature modulator* - IQM), os sinais ópticos oriundos de um *laser* de cavidade externa (*external cavity laser* - ECL) com 100 kHz de largura de linha.

O sinal óptico multiplexado em polarização (*polarization division multiplexed* - PDM) é acoplado a ruído ASE para variar a OSNR recebida, medida através de um analisador de espectro óptico (*optical spectrum analyser* - OSA). O receptor óptico com diversidade de fase e polarização possui banda de 22 GHz e o oscilador local é gerado por um ECL com largura de linha de 100 kHz. Os sinais são amostrados a 80 GSa/s por um conversor analógico-digital (*analog-to-digital converter* - ADC) com 8 bits de resolução nominal e banda de 3 dB de 36 GHz. Os sinais digitais são salvos para processamento *off-line*. Foram feitas cinco aquisições para cada OSNR e para cada conjunto de taxa de símbolo e formato de modulação para aumentar a confiabilidade dos resultados calculando a média.

As formas de onda amostradas são equalizadas pela seguinte cadeia de algoritmos de DSP: (i) pré-filtragem usando um filtro de Hamming com largura de banda de $1,2R_s$, utilizado para filtrar o ruído fora da banda do sinal; (ii) *deskew* [55] e ortogonalização Gram-Schmidt [56]; (iii) compensação do erro de temporização usando uma interpolação com fator constante; (iv) equalização dinâmica usando o equalizador radialmente dirigido (RDE) [67] não supervisionado com filtros de 20 coeficientes e $\mu = 0,002$; (v) recuperação do desvio de frequência usando a transformada de Fourier discreta do sinal elevado à quarta potência [71]; (vi) correção do erro de fase usando o BPS [72] alterado para usar fator de esquecimento otimizado para baixas OSNRs com reduzida complexidade computacional, usando 20 fases de teste (descrição detalhada na próxima seção); e (vii) cálculo da SNR usando a média das cinco amostras gravadas em laboratório.

A SNR do sinal recuperado foi calculada a partir da magnitude do vetor de erro (*error vector magnitude* - EVM) usando a relação [85] $SNR \approx \left[\frac{1}{EVM} \right]^{\frac{1}{2}}$. O EVM, por sua vez, é definido como o valor RMS da diferença entre um grande número de símbolos recebidos (T), normalmente muito maior do que o número de possíveis símbolos no formato de modulação (M), e seu correspondente símbolo decidido (símbolo da constelação ideal com menor distância euclidiana) e pode ser calculado por:

$$EVM = \left[\frac{\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T |I_t - I_{0,t}|^2 + |Q_t - Q_{0,t}|^2}{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (I_{0,m})^2 + (Q_{0,m})^2} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (4.1)$$

em que I_t e Q_t são as tensões em fase e em quadratura do símbolo recebido de índice t , respectivamente. $I_{0,t}$ e $Q_{0,t}$ são as componentes em fase e em quadratura do símbolo decidido de índice t .

Finalmente, os parâmetros usados no modelo GN para relacionar a $OSNR_{req}$ obtida experimentalmente com L_{max} , são apresentados na Tabela 2.

4.2 Otimização dos algoritmos de processamento de sinais

Como já foi mostrado anteriormente, sinais com formatos de modulação de ordens mais elevadas, teoricamente alcançam distâncias maiores. Para isso se concretizar, é necessário que todo o sistema consiga operar em SNRs muito baixas.

Vários trabalhos já foram publicados comparando o desempenho de diversos

Tabela 2 – Parâmetros do modelo analítico

Número de modos de polarização (p)	2
Banda de referência (B_{ref})	12,5 GHz
Margem da capacidade do FEC (ΔSNR)	1 dB
Margem de OSNR (ΔOSNR)	2 dB
Figura de ruído dos amplificadores (F)	4,8 dB
Constante de atenuação de potência (α)	0,2 dB/km
Frequência central (ν)	193,1 THz
Densidade espectral de potência (por polarização) (G_s)	0,5 mW/50 GHz
Coefficiente de dispersão (D)	16 ps/(km-nm)
Coefficiente não linear (γ)	1,3 W^{-1} /km
Banda WDM Total (80 canais) (Δf_s)	$80 \times 50 \text{ GHz} = 4 \text{ THz}$
Comprimento do <i>span</i> (L_{span})	80 km

algoritmos de equalização [23, 24, 25, 26], mas eles focam sua atenção para regiões abaixo de um limite de FEC fixo com uma BER pré-FEC de 10^{-3} . Outro algoritmo que é muito afetado por erros de decisão é o BPS e, pela característica do ruído de fase dos lasers, o tamanho da janela de estimação do algoritmo pode ser otimizado para trabalhar bem mesmo com relações sinal-ruído baixas reduzidas, sem prejudicar seu desempenho em altas SNRs.

Portanto, o desempenho dos algoritmos para baixas relações sinal-ruído é pouco conhecido, especialmente para formatos de modulação de ordem mais elevada, fazendo necessário um estudo cuidadoso para escolher os algoritmos a serem utilizados.

4.2.1 Influência do algoritmo equalizador sobre a relação entre SNR e OSNR

A fim de escolher o algoritmo de equalização para o processamento dos dados, foi feita uma comparação do desempenho de três algoritmos de equalização para uma grande faixa de OSNRs: *decision-directed least mean square* (DD-LMS) não supervisionado, *radially directed equalizer* não supervisionado (RDE-NDA) e RDE supervisionado (RDE-DA). Em todos os casos, a recuperação de desvio de fase foi feita de maneira não supervisionada com o BPS. Os resultados são apresentados para todos os formatos de modulação investigados mas apenas para a taxa de símbolo mais elevada, pois é o caso no qual as limitações se mostraram mais importantes. O ponto onde a inclinação das curvas muda abruptamente, por causa da não-convergência dos algoritmos, será chamado de ponto de não convergência de agora em diante.

Para o 4-QAM a 32 GBd (Fig. 31a), tanto o RDE não supervisionado quanto o supervisionado possuem o mesmo desempenho. Isso já era esperado pois todos os símbolos possuem amplitude unitária; também não se nota nenhum ponto de não convergência. As Figs. 31b e 31c mostram que os algoritmos RDE possuem características parecidas, com o ponto de não convergência na mesma OSNR, mas o algoritmo não supervisionado apresenta uma penalidade de 0,5 dB (8-QAM) e 0,24 dB (16-QAM) na OSNR mais alta. Ainda considerando os casos 8-QAM e 16-QAM, o algoritmo dirigido a decisão teve o mesmo desempenho que o RDE não supervisionado para altas OSNRs. Para relações sinal-ruído ópticas mais baixas, o ponto de não convergência ocorreu em OSNRs mais elevadas em comparação aos RDEs. A diferença foi de 3,5 dB para o 8-QAM e 3 dB para 16-QAM.

Para o 64-QAM, o algoritmo DD-LMS não foi capaz de recuperar o sinal com uma qualidade satisfatória devido à sua baixa tolerância a erros de fase. Para as duas implementações do RDE, o algoritmo supervisionado tem um ganho de 0,86 dB para a OSNR mais elevada e seu ponto de não convergência ocorreu em uma OSNR 3 dB mais baixa em comparação ao algoritmo não supervisionado.

Ao avaliar as curvas para os algoritmos não supervisionados (RDE-NDA e DD-LMS), fica claro que, para sinais muito codificados, é muito importante utilizar equalizadores que são mais robustos a erros de fase e ruído gaussiano, já que o DD-LMS foi pior do que o RDE para baixas OSNRs em todos os formatos de modulação investigados.

O uso do algoritmo supervisionado só se torna atraente para formatos de modulação de ordem mais elevada. No entanto, vale a pena notar que o uso de sequências de treinamento reduz a eficiência espectral do sinal. Para evitar a redução da eficiência espectral dos sinais e se distanciar um pouco mais da capacidade, para os resultados desse trabalho foi escolhido usar o RDE não supervisionado.

4.2.2 Otimização do tamanho da janela do BPS

Ainda com a ideia de otimizar o desempenho dos algoritmos de DSP, notou-se que o uso de um BPS supervisionado aumentava substancialmente a SNR calculada na região de baixas OSNRs (ver Fig. 32). O problema é que o uso de algoritmos supervisionados diminui a capacidade do sistema. Para evitar a queda de capacidade, a estratégia

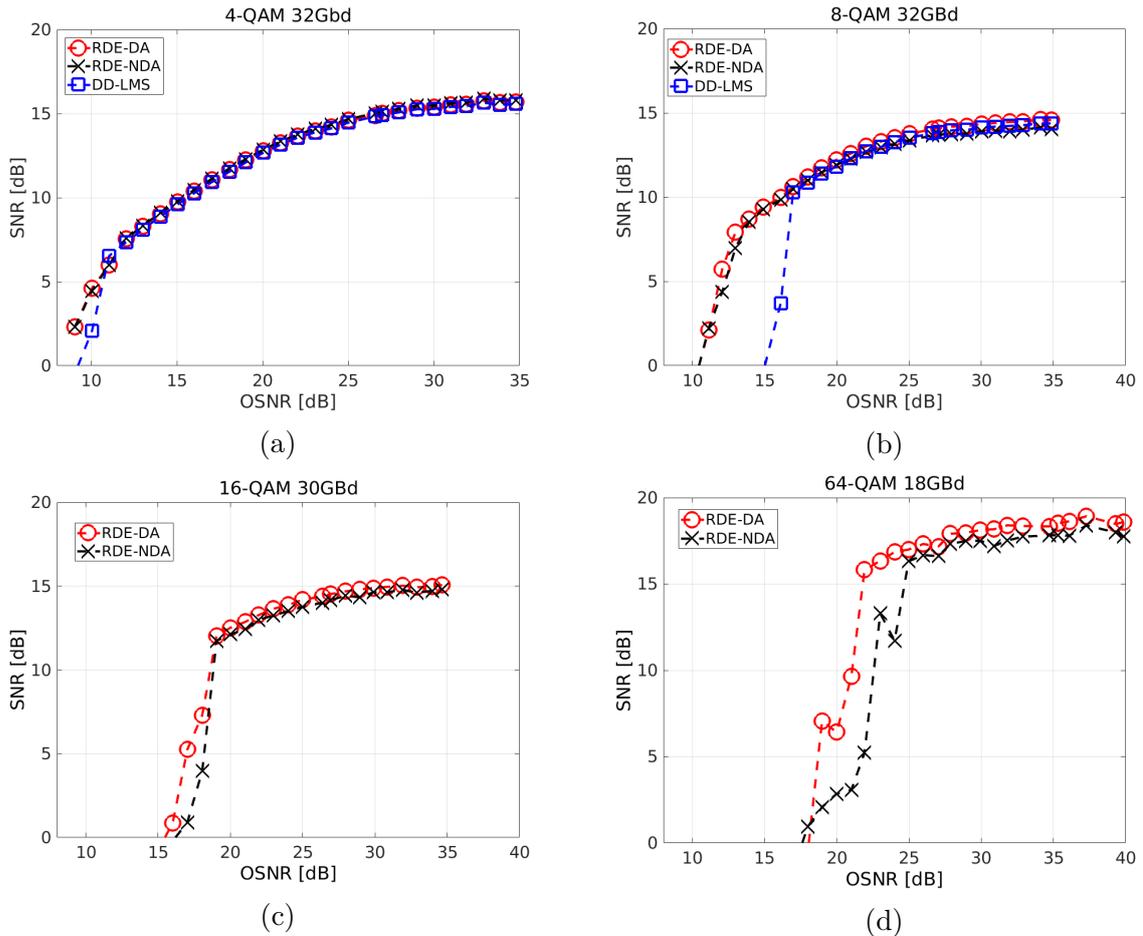


Figura 31 – Curvas de SNR \times OSNR para (a) 4-QAM a 32 GBd, (b) 8-QAM a 32 GBd, (c) 16-QAM a 30 GBd e (d) 64-QAM a 18 GBd com diferentes algoritmos de equalização.

foi otimizar o algoritmo de recuperação de fase a fim de aproximar o seu desempenho ao do algoritmo supervisionado.

A ideia foi variar o tamanho da janela de símbolos que é usada para calcular o erro médio para cada iteração da estimação de fase. A variação de fase entre símbolos é relativamente lenta se comparada com o ruído ASE. Portanto, ao aumentar a quantidade de símbolos usados para calcular a média do erro, a contribuição do ruído de emissão espontânea é reduzida, e menor é o número de *cycle-slips*. Isso cria a seguinte relação de compromisso: quanto maior a janela, menor é a influência do ruído ASE (preferível para baixas relações sinal-ruído), mas a estimação do erro de fase fica menos precisa para cenários de baixa potência de ruído.

O comportamento da SNR calculada para uma faixa de OSNRs em função do tamanho da janela do BPS pode ser visto na Fig. 33, para um sinal 16-QAM a 30

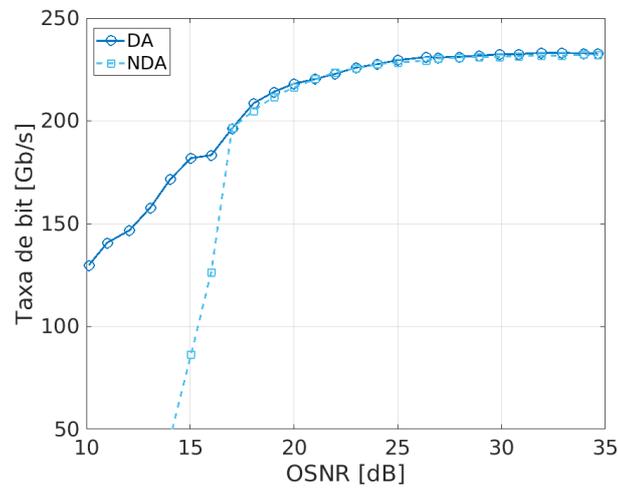


Figura 32 – Relação experimental de OSNR e taxa líquida de bit para um sinal 16-QAM a 30 GBd usando recuperação de fase supervisionada (DA) e não supervisionada (NDA).

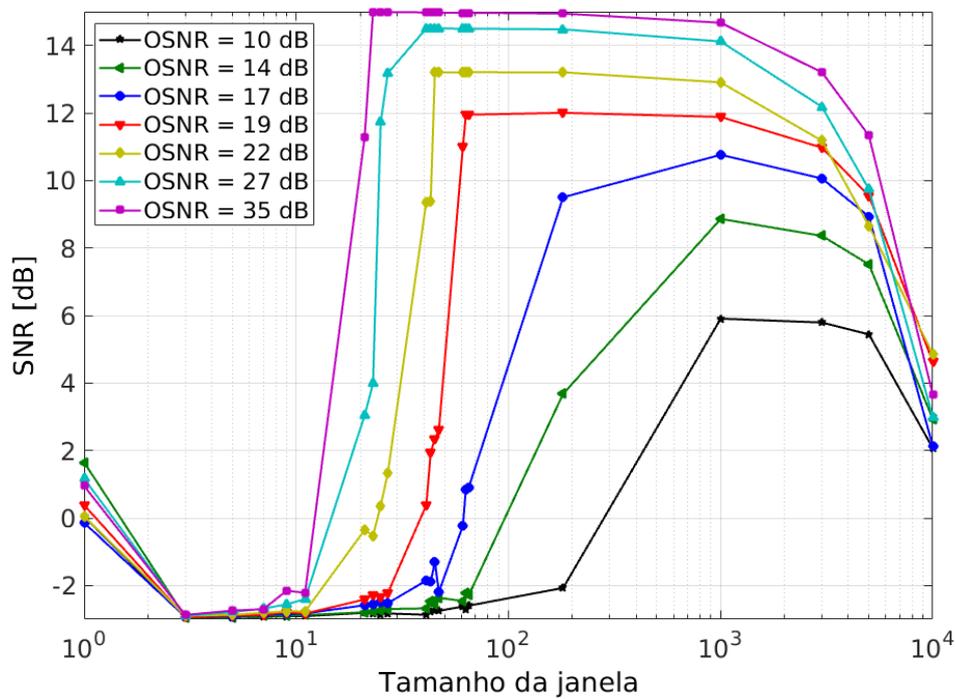


Figura 33 – Comparação da qualidade do sinal recuperado com diferentes tamanhos da janela do BPS.

GBd. Para altas OSNRs, a SNR resultante se aproxima do seu máximo a partir de janelas pequenas (20 símbolos) e se mantém praticamente constante até janelas de 1000 símbolos e a partir de então o erro de estimação começa a prejudicar o desempenho do algoritmo. Quanto menor a relação sinal-ruído óptico, o tamanho da janela no qual o desempenho começa a ficar ótimo é maior e na OSNR mais baixa testada (10 dB), a faixa de tamanhos em que a SNR fica em seu valor máximo é de 800 a 1500 símbolos. Portanto, o valor ótimo a ser escolhido se encontra na interseção desses intervalos para os diferentes valores de OSNR, de modo que o desempenho melhore para baixas OSNRs, e não piore para altas (em relação a um valor típico como 32 símbolos). No caso da Fig. 33, um valor ótimo de tamanho de janela escolhido pode ser de 1000 símbolos.

Quanto maior o tamanho da janela, maior é a complexidade computacional e o número de células padrão utilizadas dificulta a aplicação prática de janelas maiores do que 50 símbolos. Com o intuito de contornar esse problema, propõe-se nesse trabalho uma nova arquitetura do algoritmo de busca cega de fase que trabalha símbolo a símbolo, usando um fator de esquecimento para levar em conta valores de erro de símbolos passados no cálculo do erro atual. Esse novo método é descrito com mais detalhes na próxima seção.

4.2.2.1 BPS usando fator de esquecimento

A arquitetura deste algoritmo é semelhante à do BPS típico, ver Fig. 34. A principal diferença é que, em vez de trabalhar com janelas de símbolos, esse novo algoritmo trabalha com estimativas de fase símbolo a símbolo e, em vez de fazer uma soma do erro para um grande número de símbolos, ele utiliza um fator de esquecimento α como representado na área circulada na Fig. 35, criando uma dependência entre o erro estimado no símbolo atual e o anterior, da forma:

$$\phi_n = (1 - \alpha) \cdot \phi_n + \alpha \cdot \phi_{n-1}, \quad (4.2)$$

na qual os valores de α são tipicamente muito próximos de 1. O uso do fator de esquecimento consegue criar uma dependência entre muitos símbolos sem precisar de uma memória para guardar todas as estimativas de erro para calcular a soma, simplificando bastante a implementação e aumentando a velocidade do algoritmo. Como desvantagem, essa nova estratégia não é tão eficientemente paralelizável quanto o BPS.

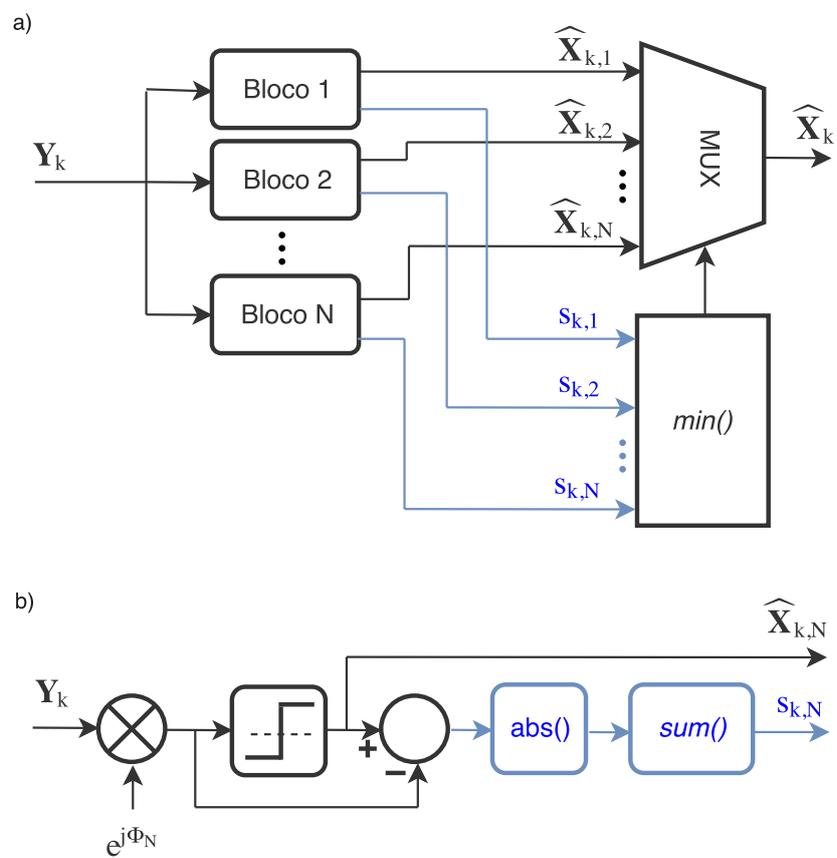


Figura 34 – a) Arquitetura geral do BPS e b) arquitetura interna de um bloco.

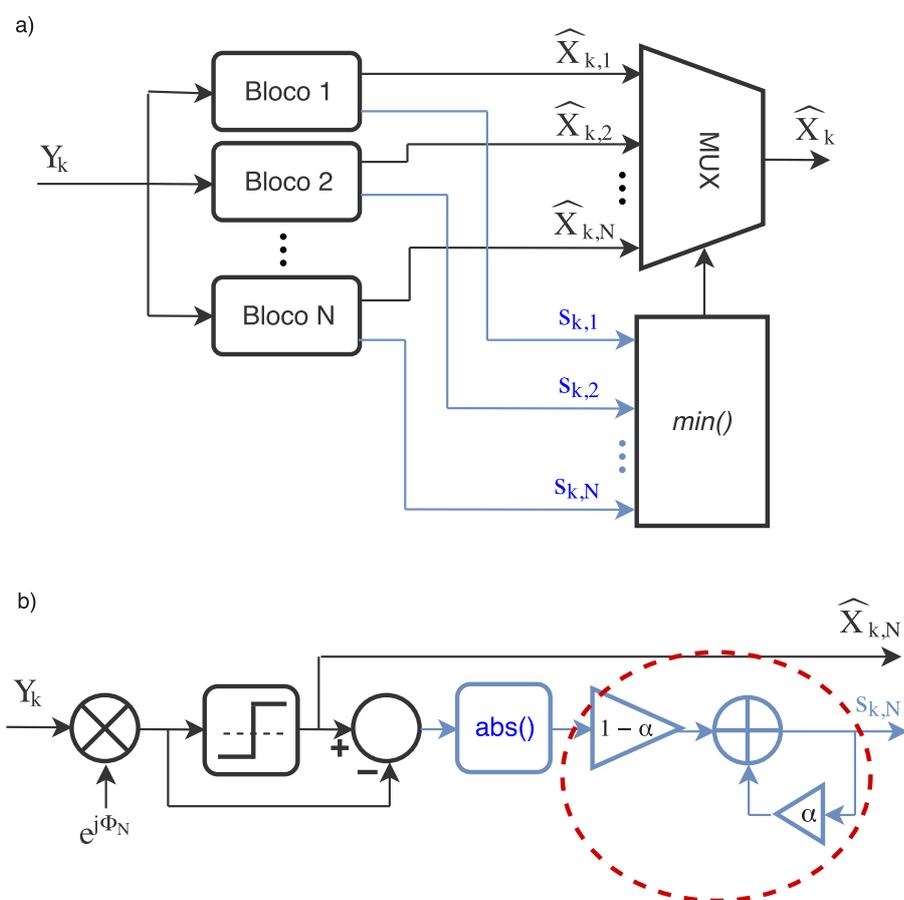


Figura 35 – a) Arquitetura geral do BPS modificado e b) arquitetura interna de um bloco.

5 Resultados

Neste capítulo são mostrados os resultados obtidos experimentalmente sobre a relação entre OSNR e SNR e suas implicações nas curvas finais de taxa de bit por alcance transparente. Isso é feito pois a relação experimental entre OSNR e SNR leva em conta as limitações práticas dos algoritmos de processamento de sinais e dos conversores analógico-digital e digital-analógico. Vale ressaltar que, nos experimentos, o efeito da filtragem óptica através da rede não foi considerado.

Em seguida, as curvas finais que indicam o melhor conjunto de parâmetros de transmissão para diversos pares de taxa de bit requerida e alcance transparente são apresentadas. Uma comparação entre dois transceptores distintos, um com um número infinito de tamanhos de cabeçalho de FEC e outro com apenas três opções é feita para apontar as vantagens e desvantagens de usar um transceptor com uma grande quantidade de cabeçalhos de FEC.

Apesar de o transceptor considerado estar limitado a uma taxa líquida de bit de 240 Gb/s (sinal 16-QAM com 30 GBd), resultados para demandas mais elevadas podem ser encontrados desde que exista banda disponível. Para alcançar taxas líquidas de bits tão elevadas quanto 400 Gb/s ou mesmo 1 Tb/s, os resultados são extrapolados para sinais com múltiplas portadoras contínuas no espectro, considerando formatos de pulso perfeitamente Nyquist. Além disso, diferentes critérios de otimização podem ser utilizados para diversas aplicações, o que levaria a diferentes resultados finais. Isto é ilustrado através de dois exemplos de otimização, um prezando pelo menor número de subportadoras e outro otimizando apenas a banda ocupada sem se preocupar com a quantidade de subportadoras, apesar do custo maior.

5.1 Curvas de SNR por OSNR

As Figs. 36a e 36b mostram a relação entre OSNR e SNR obtidas depois do processamento *off-line* para as diversas taxas testadas. Para representar o resultado por um outro prisma, as Figs. 36a e 36b mostram as curvas obtidas para os casos representa-

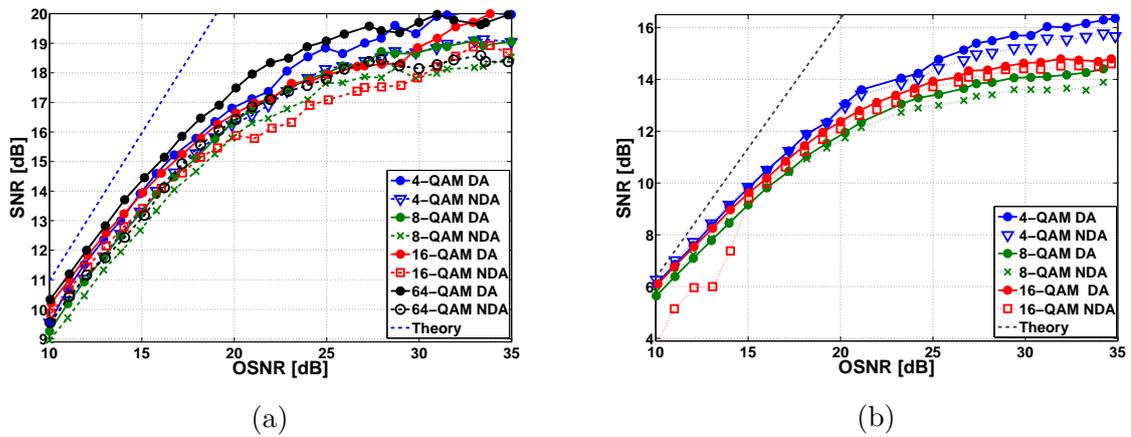


Figura 36 – Curvas experimentais de OSNR por SNR usando algoritmo de recuperação de fase supervisionado (DA) ou não supervisionado (NDA) para diferentes formatos de modulação a (a) 10 GBd e (b) 30 GBd.

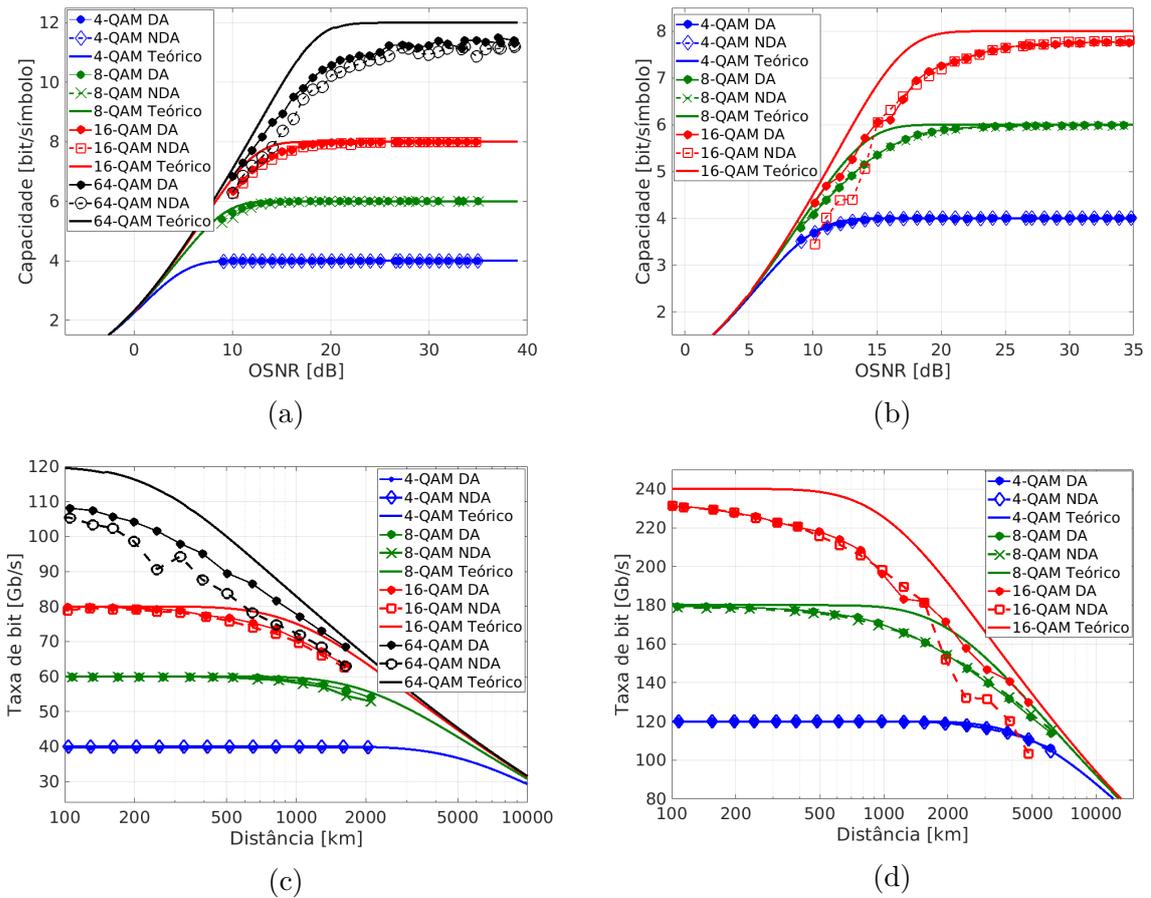


Figura 37 – A primeira linha mostra os resultados de capacidade obtidos a partir das curvas experimentais de OSNR vs. SNR. A relação entre alcance transparente e taxa de bit é mostrada na segunda linha. A primeira e segunda coluna representam as taxas de símbolo 10 GBd e 30 GBd, respectivamente.

tivos de 10 GBd e 30 GBd. As curvas teóricas são obtidas com a Eq. 3.9. Em cada uma das figuras, existem duas curvas para cada formato de modulação, que correspondem aos resultados experimentais obtidos com a recuperação do erro de fase supervisionada (DA) e não supervisionada (NDA).

No caso NDA, os símbolos usados no cálculo do erro são decididos por distância mínima com os possíveis símbolos da constelação transmitida e a influência da ambiguidade de fase inerente a algoritmos não supervisionados é eliminada durante a contagem da BER, escolhendo a rotação de fase ($k \times 90^\circ (k = 0,1,2,3)$) que minimiza o erro. O caso DA representa o caso ideal em que o algoritmo tem conhecimento de toda a sequência transmitida, eliminando a ambiguidade de fase e a ocorrência de *cycle-slips*.

A equalização é sempre cega já que, de acordo com os resultados da seção anterior, isso não diminui o desempenho de maneira significativa em relação ao caso supervisionado. A diferença entre as curvas teóricas e experimentais usando o algoritmo supervisionado se deve basicamente a limitações elétricas de componentes do transceptor, como quantização e banda do DAC e ADC. Além desses efeitos, os resultados usando o algoritmo NDA também estão sujeitos à recuperação imperfeita do erro de fase e ocorrência de *cycle-slips*, levando a um descolamento em relação à curva DA, especialmente para OSNRs mais baixas.

Todas as curvas de 10 GBd exibem um comportamento similar e o impacto da recuperação imperfeita de fase, apesar de presente, não é muito significativo. Porém, a 30 GBd o formato de modulação 16-QAM é fortemente limitado pela recuperação cega da fase. O ruído de fase é geralmente mais severo para taxas de símbolo menores.

Porém, o motivo pelo qual a curva de 30 GBd é mais limitada é que o algoritmo não supervisionado depende de decisões certas para estimar corretamente o erro de fase. De acordo com a relação 3.9, para uma mesma OSNR, a SNR é menor quanto maior a taxa de símbolos, levando a uma maior taxa de erros de decisão, prejudicando a estimação do erro. Portanto, o funcionamento do BPS depende na verdade da quantidade de ruído aditivo e ruído de fase, que varia de acordo com a taxa de símbolo investigada. Figuras. 37a e 37b são as curvas de máxima informação mútua em função da OSNR obtidas a partir das Figs. 36a e 36b.

5.2 Resultados para taxa líquida de bits e alcance transparente

As curvas de alcance transparente para taxas de bit usando taxas de símbolo de 10 GBd e 30 GBd para diferentes formatos de modulação são mostradas nas Figs. 37c e 37d. A 10 GBd, vale a pena notar que, apesar de o formato de modulação 64-QAM não alcançar a máxima capacidade teórica (12 bits/símbolo) no intervalo de OSNRs do experimento, seu alcance foi sempre maior do que usando 16-QAM para uma mesma taxa de bit. Por exemplo, o alcance transparente para 70 Gb/s é próximo de 1170 km para o 64-QAM NDA, enquanto para o 16-QAM NDA ele é apenas 1000 km. As curvas também estão de acordo com o fato de que o formato de modulação 64-QAM é muito limitado pela recuperação de fase, o que foi evidenciado pela comparação entre os algoritmos DA e NDA. Para 100 Gb/s, o alcance transparente cai de 270 km para 180 km com o uso do algoritmo não supervisionado.

Com 30 GBd, o 16-QAM foi o formato de modulação com maior alcance para taxas de bit maiores do que 150 Gb/s e o 8-QAM é a melhor escolha para taxas menores. No caso do 16-QAM é interessante notar que o desempenho para 200 Gb/s é praticamente igual tanto com a recuperação de fase DA quanto NDA. Contudo, as curvas divergem para taxas mais baixas e distâncias maiores. Para 150 Gb/s, o alcance transparente de um transceptor usando o algoritmo supervisionado seria de 2800 km enquanto com o NDA seria reduzido para 2000 km.

5.3 Definição do melhor conjunto de parâmetros de transmissão

5.3.1 Portadora Única

Nesta seção são apresentados os melhores conjuntos de parâmetros que minimizam a ocupação espectral para cada par de taxa de bit requerida e comprimento do enlace usando uma única portadora. A banda ocupada pelo sinal B_{req} foi considerada como sendo a largura otimizada do pré filtro usado no receptor, dada por $B_{\text{req}} = 1,2R_s$, com R_s sendo a taxa de símbolo. A Fig. 38a mostra o melhor formato de modulação para cada ponto de operação. É interessante notar que os formatos 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM são ótimos em alguma região da figura. O 4-QAM provavelmente surgiria como ótimo em distâncias ainda maiores, mas as OSNRs usadas no experimento não foram bai-

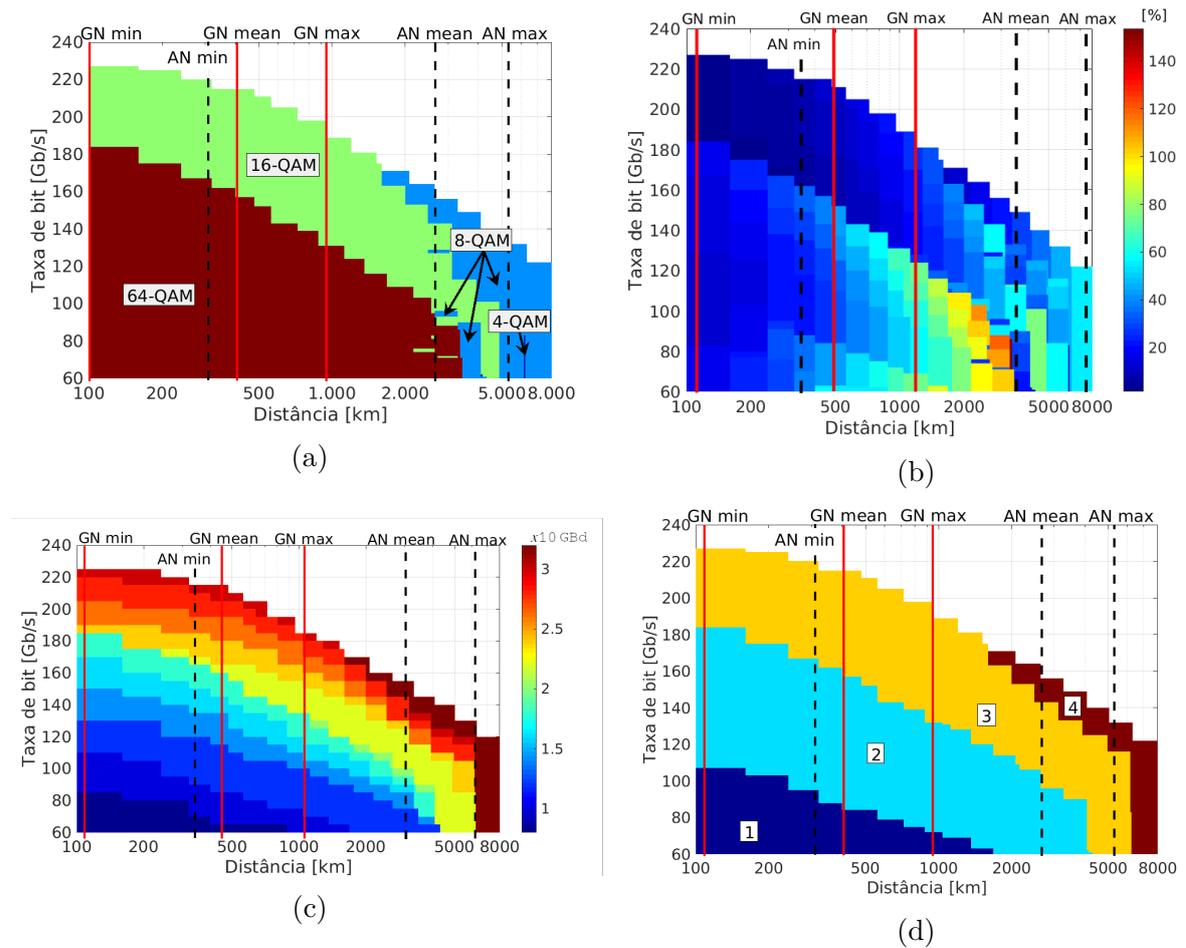


Figura 38 – (a) Formato de modulação ótimo, (b) cabeçalho de FEC requerido, (c) taxa de símbolo requerida e (d) banda mínima requerida em termos de *slots* de 12,5 GHz considerando um FEC que consegue implementar qualquer valor de taxa de código (Os números de 1 a 4 na figura indicam a quantidade de *slots* de frequência requeridos para transportar uma data taxa de bit através de uma distância específica). As linhas verticais representam as distâncias entre nós mínima, média e máxima das redes alemã (GeN - Linha sólida) e americana (AN - linha tracejada).

xas o suficiente. O cabeçalho do FEC requerido para cada ponto de operação é mostrado na Fig. 38b. Nas simulações, os valores de cabeçalho variaram de quase zero a até mais de 140%, indicando que o uso de códigos com taxa variável com alta granularidade pode ser bastante benéfico para sistemas ópticos em termos de custo, pois pode entregar taxas elevadas por distâncias mais longas, economizando em número de repetidores. A Fig. 38c mostra a melhor taxa de símbolo para cada ponto de operação e, para levar em conta a nova grade espectral de 12,5 GHz definida pela ITU-T, optou-se por apresentar na Fig. 38d a ocupação espectral em termos do número de *slots* requeridos para transmitir o sinal, calculada como:

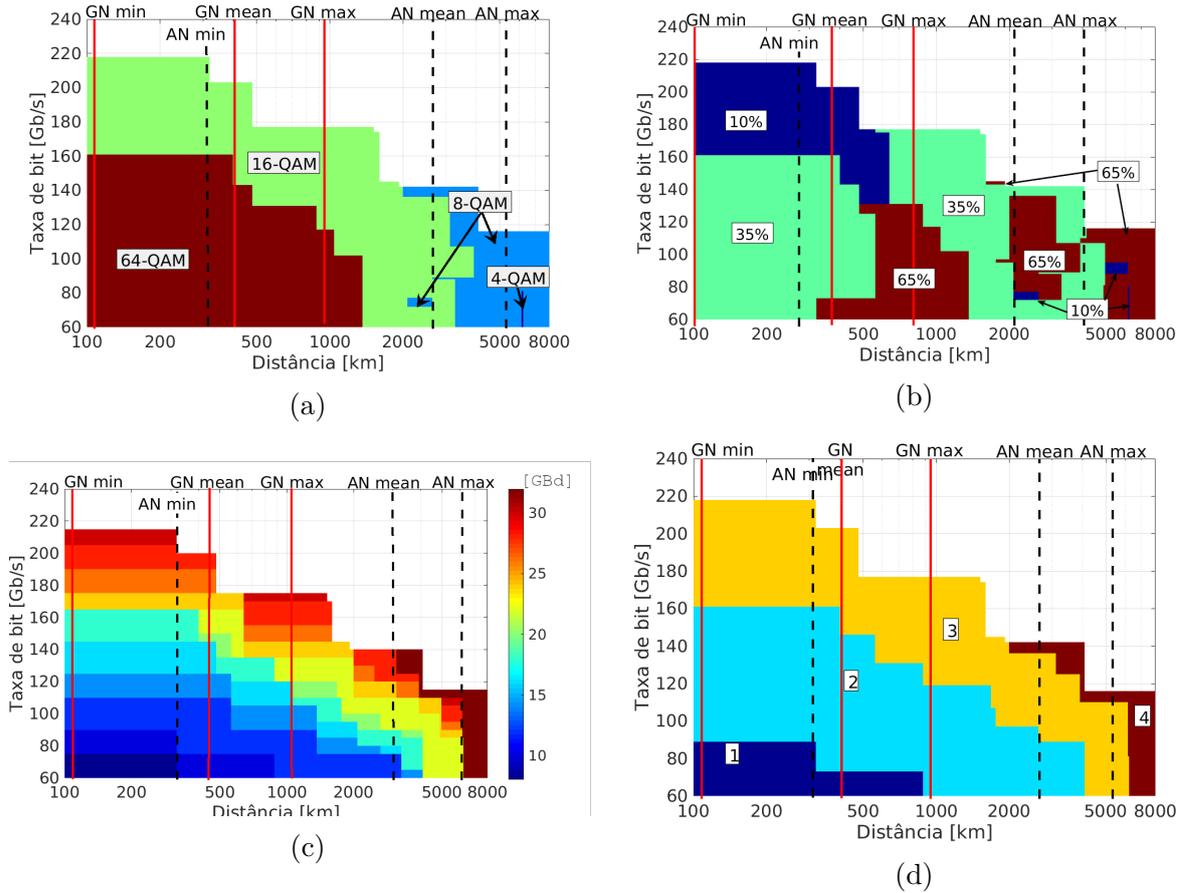


Figura 39 – (a) Formato de modulação ótimo, (b) cabeçalho de FEC requerido, (c) taxa de símbolo requerida e (d) banda mínima requerida em termos de *slots* de 12,5 GHz considerando um FEC que consegue implementar apenas três valores de cabeçalho, 10%, 35% e 65% (Os números de 1 a 4 na figura indicam a quantidade de *slots* de frequência requeridos para transportar uma dada taxa de bit através de uma distância específica). As linhas verticais representam as distâncias entre nós mínima, média e máxima das redes alemã (GeN - Linha sólida) e americana (AN - linha tracejada).

$$N_{fs} = \lceil B_{req}/12,5 \text{ GHz} \rceil, \tag{5.1}$$

em que $\lceil \cdot \rceil$ representa o menor número inteiro que é maior do que o resultado.

Nessas figuras, o compromisso entre alcance e ocupação espectral fica evidente. Para uma taxa de bit requerida fixa, a banda requerida pelo sinal aumenta com o comprimento do enlace. Ou seja, em uma rede flexível, enlaces mais curtos usam menos *slots* de frequência para uma dada taxa de bit requerida. O transceptor caracterizado pode ocupar de um (12,5 GHz) a quatro (50 GHz) *slots* de frequência, dependendo da taxa de transmissão e do alcance. Por exemplo, uma demanda por 150 Gb/s pode ocupar dois,

três ou quatro *slots* de frequência com o aumento da distância.

Outra análise interessante mostrada nas Figs. 39 assume que o código corretor de erro implementado permite o uso de apenas um pequeno número de cabeçalhos diferentes, 10%, 35% e 65%. As opções limitadas levam a um aumento potencial do número de *slots* de frequência e à redução do alcance transparente.

As figuras também indicam, a título de referência, os comprimentos de enlaces mínimo, médio e máximo para as redes dos Estados Unidos e da Alemanha, para ilustrar diferentes casos de aplicação do método. Na rede alemã, por ser predominantemente mais curta (comprimentos mínimo, médio e máximo de 36 km, 410 km e 951 km), os formatos de modulação 4-QAM e 8-QAM nunca são escolhidos, pois as distâncias são muito curtas e outros formatos mais eficientes conseguem satisfazer todas as demandas. O 64-QAM é usado com todas as taxas de símbolo disponíveis no transceptor (8 GBd a 18 GBd) para fornecer as taxas de bit mais baixas, enquanto o 16-QAM é empregado quando taxas mais altas são requeridas, usando as taxas de símbolo de 24 Gbd a 30 GBd. A rede americana possui conexões mais longas (comprimentos mínimo, médio e máximo de 322 km, 2660 km e 5316 km), portanto, um transceptor com uma maior capacidade de adaptação se torna interessante. Nas demandas dos enlaces mais curtos, o comportamento é o mesmo da rede alemã. Contudo, nas conexões mais longas, o 8-QAM é predominante e o 4-QAM só seria necessário em enlaces mais longos ainda.

5.3.2 Multi-portadora

Para satisfazer demandas maiores do que 240 Gbps usando apenas o conjunto de parâmetros disponíveis no transceptor caracterizado, supercanais devem ser utilizados para transmitir o sinal. Nessa seção, a análise feita anteriormente para sinais com portadora única será estendida para considerar também supercanais. A análise assume que os supercanais são compostos por subportadoras ópticas com formatação Nyquist, que são opticamente multiplexadas, transmitidas e demultiplexadas sem qualquer penalidade adicional. Com isso, supercanais podem ser construídos simplesmente combinando o número necessário de subportadoras. A ideia dessa seção é, além de suprir demandas por taxas mais elevadas como 400 Gbps, 600 Gbps e 1 Tbps, mostrar o elevado número de soluções que satisfazem diferentes requisitos de banda ocupada e alcance transparente, reforçando

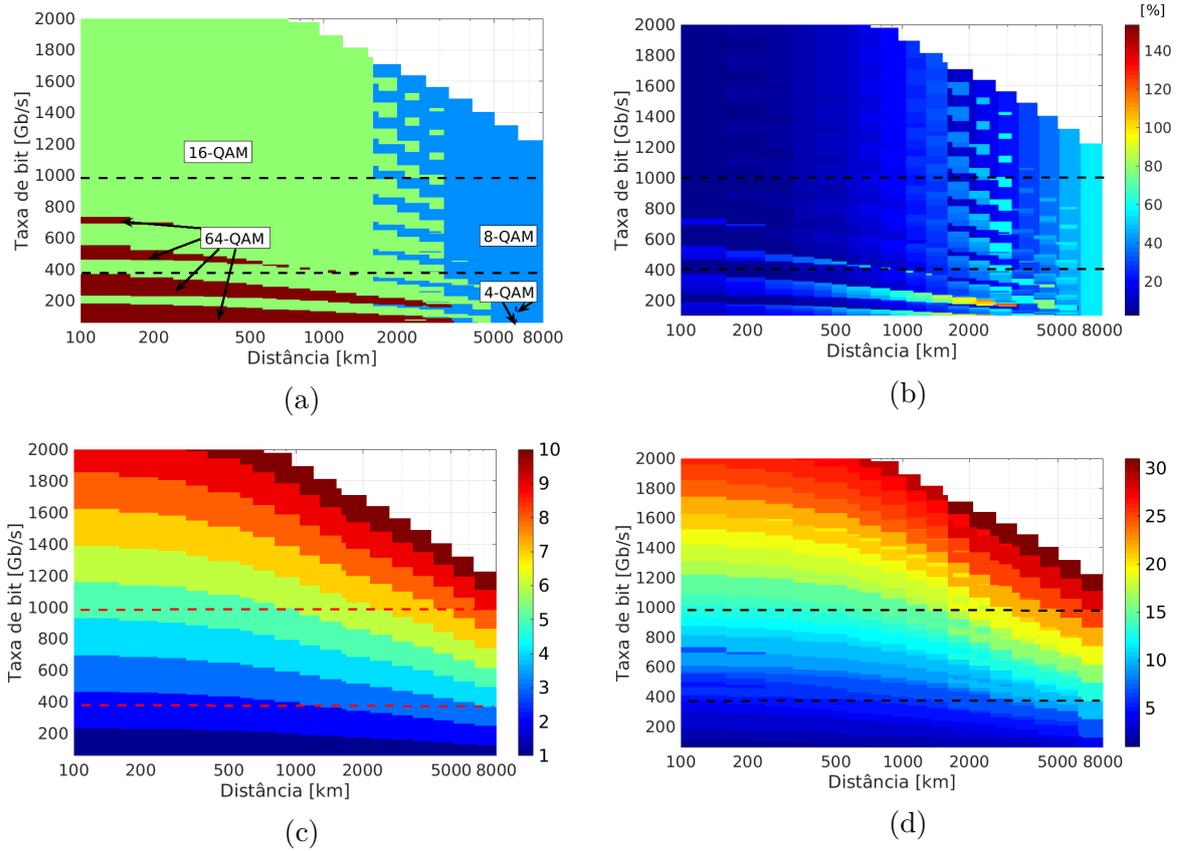


Figura 40 – (a) Formato de modulação ótimo, (b) cabeçalho de FEC requerido em porcentagem, (c) número de subportadoras requeridas e (d) banda mínima requerida em termos de *slots* de 12,5 GHz considerando um FEC que consegue implementar qualquer valor de cabeçalho. As linhas horizontais apontam as soluções que atendem demandas de 400 Gb/s e 1 Tb/s. Número máximo de subportadoras igual a dez, visando minimização da banda ocupada e do número de subportadoras.

a importância de transceptores flexíveis com elevado grau de flexibilidade para sistemas futuros. Para N_{sc} subportadoras, a ocupação espectral dos supercanais é calculada como $B_{req}^{super} = N_{sc}B_{req}$, e suas taxas de bit como $R_b^{super} = N_{sc}R_b$. Para evitar o aumento excessivo de complexidade e evitar o uso de supercanais com banda muito larga, a análise considerou apenas supercanais com $N_{sc} \leq 10$.

5.3.2.1 Minimização do número de subportadoras e da banda ocupada

Em uma primeira iteração, considera-se que todas as subportadoras de um mesmo supercanal devem ter o mesmo formato de modulação, taxa de símbolos e cabeçalho de FEC e que deseja-se encontrar os supercanais com o menor número de subportadoras possível para reduzir o custo de implantação. Os resultados desta análise podem ser

vistos nas Figs. 40a-d. Para facilitar a descrição das figuras, apresenta-se como exemplo uma demanda por 400 Gb/s e outra por 1 Tb/s resumidas em duas tabelas. Considerando que o esquema de correção de erro consegue implementar qualquer valor de taxa de código (caso contínuo), sete soluções ótimas são possíveis (ver Tabela 3) para 400 Gb/s. A solução que ocupa a menor banda usa 2 subportadoras com 16-QAM, 26 GBd e 4% de cabeçalho é capaz de atender distâncias de até 160 km e ocupa apenas 5 fatias do espectro (62.5 GHz). As soluções que utilizam 16-QAM conseguem alcançar distâncias de até 3120 km com 3 subportadoras a 30 GBd e 80% de cabeçalho de FEC. Para distâncias maiores, assim como no caso de uma única portadora, o formato de modulação 8-QAM se torna necessário. O conjunto de parâmetros que resulta no maior alcance transparente (8000 km) usa 4 subportadoras 8-QAM a 32 GBd e 92 % de cabeçalho, ocupando 162.5 GHz, equivalente a 13 *slots* de frequência. Para aumentar a margem de OSNR requerida pelo sinal transmitido, a forma de onda usada originalmente a partir de 5000 km (3 subportadoras moduladas com 8-QAM a 32 GBd e 44 % de *overhead*) pode ser usada a partir de 3120 km, substituindo a solução original (3 subportadoras moduladas com 16-QAM a 30 GBd e 80 % de *overhead*). Essa alteração aumenta a margem de OSNR requerida e reduz o tamanho do cabeçalho pela metade as custas de ocupar um *slot* a mais.

Ainda no caso de valores de taxa de código contínuos, só que agora considerando uma demanda de 1 Tb/s, existem 8 possíveis soluções (ver Tabela 4). A solução que ocupa a menor banda usa 5 subportadoras no formato de modulação 16-QAM, a 28 GBd e com 12% de cabeçalho e consegue alcançar distâncias de até 400 km ocupando 175 GHz, ou seja, 14 fatias do espectro. Para ser capaz de transmitir 1 Tb/s a distâncias de até 8000 km, o sinal ótimo usa 9 subportadoras 8-QAM a 32 GBd com 75% de cabeçalho e ocupa 28 *slots* de frequência (350 GHz). Para aumentar a margem de OSNR requerida pelo sinal transmitido, a forma de onda usada originalmente a partir de 4160 km (7 subportadoras moduladas com 8-QAM a 32 GBd e 34 % de *overhead*) pode ser usada a partir de 3040 km, substituindo a solução original (7 subportadoras moduladas com 16-QAM a 30 GBd e 57 % de *overhead*). Essa alteração aumenta a margem de OSNR requerida e reduz o tamanho do cabeçalho as custas de ocupar três *slots* a mais.

Nota-se nesse caso que os parâmetros ótimos que atendem as demandas de 400 Gb/s usam cabeçalhos de FEC maiores do que aqueles para 1 Tb/s pois a taxa líquida de bit é menor. Além disso, vê-se que, para um mesmo formato de modulação, o aumento

Tabela 3 – Conjuntos ótimos de parâmetros para transmitir 400 Gb/s, visando minimização do número de subportadoras e da banda ocupada

Alcance	FM	R_s [GBd]	OH [%]	#Slots	#Subportadoras
160 km	16-QAM	26	4	5	2
880 km	16-QAM	30	20	6	2
2480 km	16-QAM	24	44	7	3
3120 km	16-QAM	30	80	9	3
5000 km	8-QAM	32	44	10	3
6080 km	8-QAM	30	80	12	4
8000 km	8-QAM	32	92	13	4

Tabela 4 – Conjuntos ótimos de parâmetros para transmitir 1 Tb/s, visando minimização do número de subportadoras e da banda ocupada

Alcance	FM	R_s [GBd]	OH [%]	#Slots	#Subportadoras
400 km	16-QAM	28	12	14	5
800 km	16-QAM	30	20	15	5
1600 km	16-QAM	28	35	17	6
2160 km	8-QAM	32	15	19	6
3040 km	16-QAM	28	57	19	7
4160 km	8-QAM	32	34	22	7
6400 km	8-QAM	32	54	25	8
8000 km	8-QAM	32	73	28	9

do alcance transparente requerido se traduz em um aumento do cabeçalho e/ou da taxa de símbolos e/ou do número de subportadoras da solução ótima.

O formato de modulação 64-QAM foi ótimo em apenas algumas regiões pois necessita de mais subportadoras para satisfazer uma dada demanda de taxa líquida de bit, devido às baixas taxas de símbolo disponíveis. Como no caso anterior o menor número de portadoras foi considerado mais importante do que a banda ocupada, sinais 16-QAM muitas vezes conseguiram satisfazer as demandas com menos subportadoras do que sinais com 64-QAM, apesar de ocupar uma banda maior. Porém, em aplicações onde os custos não sejam mais importantes do que a banda ocupada pelos sinais, os conjuntos ótimos seriam outros.

5.3.2.2 Minimização apenas da banda ocupada

Os resultados da otimização da banda ocupada, sem considerar a minimização do número de subportadoras do supercanal podem ser vistos nas Figs. 41a-d. Dessa vez,

percebe-se que o formato de modulação 64-QAM dominou a região de curto alcance pois é o formato de modulação com a maior eficiência espectral, apesar das baixas taxas de símbolo utilizadas. Nesse cenário, dez soluções ótimas são possíveis (ver Tabela 5) para 400 Gb/s. A solução que ocupa a menor banda usa 4 subportadoras com 64-QAM, 10 GBd e 20% de cabeçalho é capaz de atender distâncias de até 160 km e ocupa apenas 4 fatias do espectro (50 GHz). As soluções que utilizam 64-QAM conseguem alcançar distâncias de até 3360 km com 6 subportadoras a 12 GBd e 116% de cabeçalho de FEC. Para distâncias maiores, assim como no caso de uma única portadora, transmitir o formato de modulação 8-QAM é vantajoso. O conjunto de parâmetros que resulta no maior alcance transparente (8000 km), assim como no caso anterior, usa 4 subportadoras 8-QAM a 32 GBd e 92 % de cabeçalho, ocupando 162,5 GHz, equivalente a 13 *slots* de frequência. Para aumentar a margem de OSNR requerida pelo sinal transmitido, a forma de onda usada originalmente a partir de 3360 km (7 subportadoras moduladas com 8-QAM a 12 GBd e 26 % de *overhead*) pode ser usada a partir de 3360 km, substituindo a solução original (6 subportadoras moduladas com 64-QAM a 12 GBd e 116 % de *overhead*). Essa alteração aumenta a margem de OSNR requerida e reduz o tamanho do cabeçalho as custas de ocupar dois *slots* a mais e usar uma subportadora extra.

Para uma demanda de 1 Tb/s, existem 11 possíveis soluções (ver Tabela 6). A solução que ocupa a menor banda usa 8 subportadoras no formato de modulação 64-QAM, a 12 GBd e com 15% de cabeçalho e consegue alcançar distâncias de até 160 km ocupando 125 GHz, ou seja, 10 fatias do espectro. Para ser capaz de transmitir 1 Tb/s a distâncias de até 8000 km, o sinal ótimo usa 9 subportadoras 8-QAM a 32 GBd com 75% de cabeçalho e ocupa 28 *slots* de frequência (350 GHz). Para aumentar a margem de OSNR requerida pelo sinal transmitido, a forma de onda usada originalmente a partir de 2400 km (8 subportadoras moduladas com 16-QAM a 22 GBd e 41 % de *overhead*) pode ser usada a partir de 2000 km, substituindo a solução original (10 subportadoras moduladas com 64-QAM a 16 GBd e 92 % de *overhead*). Essa alteração aumenta a margem de OSNR requerida, reduz o tamanho do cabeçalho e do número de subportadoras as custas de ocupar um *slots* a mais. Outra alteração para aumentar a margem de OSNR requerida do sinal pode também ser feita na interface entre os formatos de modulação 16-QAM e 8-QAM. Nesse caso, a forma de onda usada originalmente a partir de 6080 km (10 subportadoras moduladas com 8-QAM a 24 GBd e 44 % de *overhead*) pode ser usada

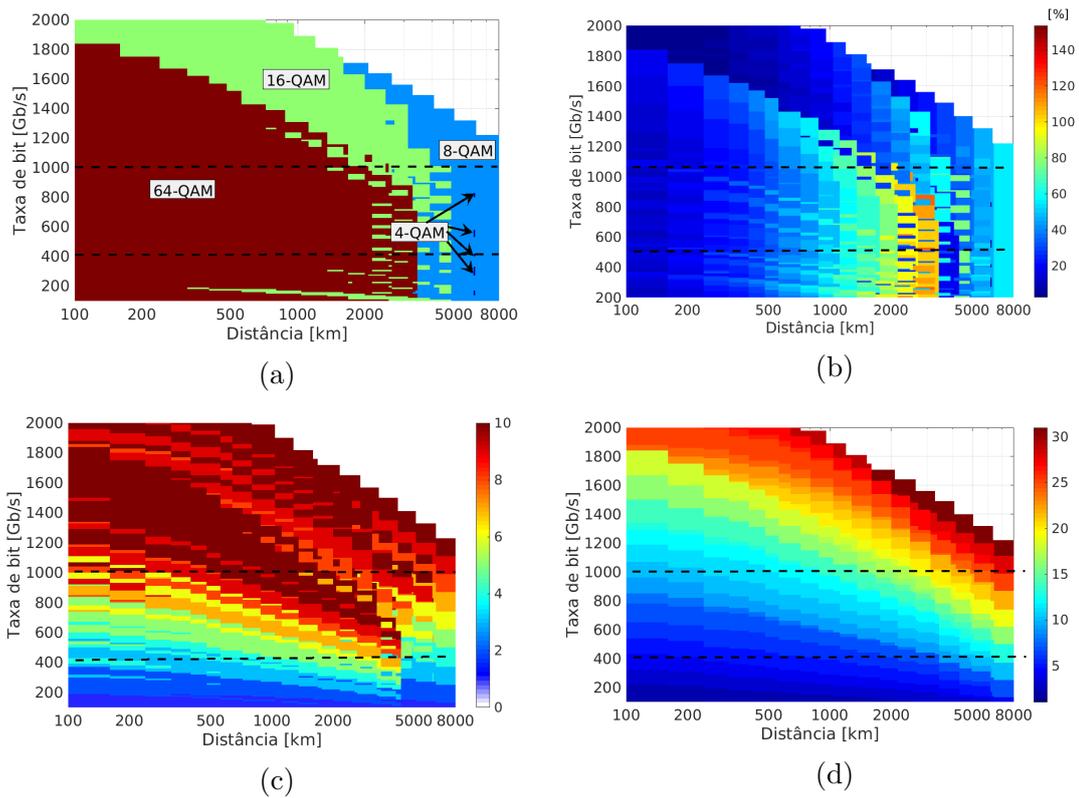


Figura 41 – (a) Formato de modulação ótimo, (b) cabeçalho de FEC requerido em porcentagem, (c) número de subportadoras requeridas e (d) banda mínima requerida em termos de *slots* de 12,5 GHz considerando um FEC que consegue implementar qualquer valor de cabeçalho. As linhas horizontais apontam as soluções que atendem demandas de 400 Gb/s e 1 Tb/s. Número máximo de subportadoras igual a dez, visando minimização da banda ocupada sem levar em conta o número de subportadoras.

a partir de 4800 km, substituindo a solução original (10 subportadoras moduladas com 16-QAM a 22 GBd e 76 % de *overhead*). Essa alteração aumenta a margem de OSNR requerida e reduz o tamanho do cabeçalho as custas de ocupar um *slot* a mais.

Comparando com o caso anterior, que também se ocupava de minimizar o número de subportadoras dos sinais, esse caso tem claramente o potencial de reduzir a quantidade de *slots* de frequência ocupados, especialmente quando formatos de ordem mais elevadas são utilizados. Além disso, vemos que cabeçalhos de FEC maiores são utilizados também para os formatos de modulação de ordem mais alta.

Tabela 5 – Conjuntos ótimos de parâmetros para transmitir 400 Gb/s, visando minimização da banda ocupada sem levar em conta o número de subportadoras

Alcance	FM	R_s [GBd]	OH [%]	#Slots	#Subportadoras
160 km	64-QAM	10	20	4	4
480 km	64-QAM	16	44	5	3
800 km	64-QAM	12	44	5	4
1280 km	64-QAM	14	68	6	4
2080 km	64-QAM	12	80	6	5
3200 km	64-QAM	14	110	7	5
3360 km	64-QAM	12	116	7	6
4720 km	8-QAM	12	26	9	7
6000 km	8-QAM	24	44	10	4
8000 km	8-QAM	32	92	13	4

Tabela 6 – Conjuntos ótimos de parâmetros para transmitir 1 Tb/s, visando minimização da banda ocupada sem levar em conta o número de subportadoras

Alcance	FM	R_s [GBd]	OH [%]	#Slots	#Subportadoras
160 km	64-QAM	12	15	10	8
400 km	64-QAM	12	30	11	9
800 km	64-QAM	12	44	12	10
1280 km	64-QAM	14	68	14	10
2000 km	64-QAM	16	92	16	10
2400 km	16-QAM	22	41	17	8
3040 km	16-QAM	24	54	19	8
3840 km	16-QAM	22	59	20	9
4800 km	16-QAM	22	76	22	10
6080 km	8-QAM	24	44	24	10
8000 km	8-QAM	32	73	28	9

6 Conclusão e trabalhos futuros

A busca por maiores taxas de transmissão em sistemas ópticos leva à procura de maneiras mais eficientes de operar os sistemas existentes. Esse trabalho concentra-se na análise de transponders flexíveis de alta velocidade em redes ópticas elásticas. Redes elásticas aproveitam melhor a banda disponível utilizando apenas o espaço necessário para cada canal de comunicação, reduzindo assim os custos operacionais e de implantação, além de reduzir a potência consumida e aumentar a eficiência espectral. Os transponders flexíveis permitem a mudança de diversas características do sinal transmitido (formato de modulação, taxa de símbolos e taxa de código) a fim de satisfazer os requisitos de ocupação espectral e taxa líquida de bits da melhor maneira possível. O número de possíveis combinações dos parâmetros de transmissão é muito grande, dificultando a tarefa de otimização.

Observando as curvas teóricas de capacidade de um canal de comunicação com ruído branco gaussiano, o maior alcance seria obtido para o formato de modulação de maior ordem e para a maior taxa de símbolos (maior cabeçalho). Na prática, limitações de implementação alteram as curvas, tornando a análise mais difícil. Dentre essas limitações práticas, as mais importantes são as características dos conversores analógico-digital (*analog-to-digital converter* - ADC), e digital-analógico (*digital-to-analog converter* - DAC), e também o desempenho e a convergência dos algoritmos de processamento digital de sinais do receptor.

Nesse trabalho foi apresentado um método de caracterização de transponders que facilita a determinação dos melhores parâmetros de transmissão para as diversas demandas de taxa e distância de transmissão, seguindo algum critério de otimização. O método permite levar em consideração na análise as limitações práticas de sistemas reais sem transmissão em longa distância com a ajuda de diversas caracterizações em *back-to-back*, sem considerar o efeito de filtragens ópticas nos diversos nós da rede. Além disso, o desempenho dos algoritmos de equalização dinâmica e recuperação de fase foi otimizado para baixas relações sinal-ruído, região que tem o potencial de alcançar as distâncias mais longas segundo a teoria, por serem os sinais com maior cabeçalho do FEC.

Para melhor entendimento, o método foi aplicado para um transceptor flexível podendo trabalhar com 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM e 64-QAM, com taxas variando de 8 GBd a 32 GBd em passos de 2 GBd e podendo assumir qualquer taxa de código. Com a ajuda de diversas medições experimentais, foram encontradas as curvas resultantes da otimização de ocupação espectral para cada par de taxa de bits líquida requerida e alcance transparente (curvas de formato de modulação, taxa de símbolo e cabeçalho que minimizam a banda do sinal transmitido, satisfazendo as demandas de alcance e taxa de bits). Analisando canais com apenas uma portadora, demandas de até 240 Gb/s foram atendidas em alcances transparentes de 80 km a 8000 km com *spans* de 80 km. Os cálculos também resultaram em cabeçalhos de codificação variando entre 2 e 145% e mostraram que, quanto maior a granularidade de taxas de código possíveis, melhor é a capacidade do transceptor em se adaptar e reduzir a banda ocupada pelos sinais, importantes diretrizes para o desenvolvimento de futuros transceptores flexíveis. Para considerar taxas maiores que 240 Gb/s, a análise foi estendida para levar em conta sinais multi-portadora, também conhecidos como supercanais. Como exemplo, resultados para 400 Gb/s e 1 Tb/s mostraram diversas soluções para cada caso, oferecendo uma relação suave entre alcance transparente e ocupação espectral, que dependem do critério de otimização utilizado.

6.1 Trabalhos futuros

Esse trabalho pode ser complementado de diversas maneiras no futuro. O modelo de ruído gaussiano melhorado (*enhanced gaussian noise* - EGN) foi proposto, prometendo ser mais acurado do que o modelo GN utilizado nesse trabalho [86]. Portanto, o modelo EGN poderia ser utilizado para relacionar OSNR recebida e alcance transparente. Alternativamente, pode-se tentar encontrar modelos teóricos que consigam relacionar melhor SNR e OSNR sob condições de não idealidades.

Além disso, métodos de otimização mais eficientes podem ser usados para encontrar os parâmetros ótimos com menor esforço computacional. Com isso, a limitação de que todas as subportadoras devem ter as mesmas características pode ser retirada, potencialmente reduzindo ainda mais a banda ocupada pelas soluções encontradas.

Outro desenvolvimento do trabalho pode ser a simulação de diferentes esquemas de alocação e roteamento de espectro com os melhores conjuntos de parâmetros

encontrados. Com isso, pode-se avaliar o ganho de otimizar os parâmetros de transmissão em relação a taxa de bloqueio, taxa líquida de informação, entre outros.

Referências

- 1 CAI, J. X. et al. 49.3 Tb/s Transmission Over 9100 km Using C+L EDFA and 54 Tb/s Transmission Over 9150 km Using Hybrid-Raman EDFA. *Journal of Lightwave Technology*, v. 33, n. 13, p. 2724–2734, July 2015. ISSN 0733-8724. Citado na página 15.
- 2 AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic communication systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2002. v. 222. Citado 5 vezes nas páginas , 15, 16, 31 e 32.
- 3 G.872, I.-T. R. *Architecture of optical transport networks*. 1999. IETF RFC. Citado na página 17.
- 4 G.694, I.-T. R. *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*. 2002. Citado na página 17.
- 5 CISCO. *The Zettabyte Era: Trends and Analysis*. 2017. Disponível em: <<https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/vni-hyperconnectivity-wp.html>>. Citado na página 17.
- 6 JINNO, M. et al. Spectrum-efficient and scalable elastic optical path network: architecture, benefits, and enabling technologies. *IEEE Comm. Mag.*, v. 47, n. 11, p. 66–73, Nov. 2009. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 20.
- 7 GERSTEL, O. et al. Elastic optical networking: a new dawn for the optical layer? *IEEE Comm. Mag.*, v. 50, n. 2, p. s12–s20, Feb. 2012. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 20.
- 8 JINNO, M. et al. Multiflow optical transponder for efficient multilayer optical networking. *IEEE Comm. Mag.*, v. 50, n. 5, p. 56–65, May 2012. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 20.
- 9 CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *The Bell System Technical Journal*, v. 45, n. 10, p. 1775–1796, Dec. 1966. Citado na página 20.
- 10 PAN, Q.; GREEN, R. Bit-error-rate performance of lightwave hybrid AM/OFDM systems with comparison with AM/QAM systems in the presence of clipping impulse noise. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, v. 8, n. 2, p. 278–280, Feb. 1996. Citado na página 20.
- 11 TANAKA, T.; HIRANO, A.; JINNO, M. Advantages of IP over elastic optical networks using multi-flow transponders from cost and equipment count aspects. *OSA Opt. Express*, v. 22, n. 1, p. 62–70, Jan. 2014. Citado na página 20.
- 12 SAMBO, N. et al. Sliceable transponder architecture including multiwavelength source. *J. Opt. Commun. Netw.*, v. 6, n. 7, p. 590–600, July 2014. Citado na página 21.
- 13 PAGES, A. et al. Optimal route, spectrum, and modulation level assignment in split-spectrum-enabled dynamic elastic optical networks. *J. Opt. Commun. Netw.*, v. 6, n. 2, p. 114–126, Feb. 2014. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.

- 14 TANAKA, T.; HIRANO, A.; JINNO, M. Impact of transponder architecture on the scalability of optical nodes in elastic optical networks. *IEEE Comm. Lett.*, v. 17, n. 9, p. 1846–1848, Sept. 2013. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.
- 15 LOPEZ, V. et al. Finding the target cost for sliceable bandwidth variable transponders. *J. Opt. Commun. Netw.*, v. 6, n. 5, p. 476–485, May 2014. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.
- 16 PAOLUCCI, F. et al. Multipath restoration and bitrate squeezing in SDN-based elastic optical networks [invited]. *Photonic Network Communications*, v. 28, n. 1, p. 45–57, Aug 2014. ISSN 1572-8188. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s11107-014-0444-4>>. Citado na página 21.
- 17 MOREOLO, M. S. et al. Software-defined optical OFDM transmission systems: Enabling elasticity in the data plane. In: *Proc. of ICTON 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4. Citado na página 21.
- 18 NADAL, L. et al. Adaptive bit loading in FHT-based OFDM transponders for flexi-grid optical networks. In: *Proc. of ICTON 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4. Citado na página 21.
- 19 MOREOLO, M. S. et al. Bandwidth variable transponders based on OFDM technology for elastic optical networks. In: *Proc. of ICTON 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- 20 MOREOLO, M. S. et al. Experimental validation of an elastic low-complex OFDM-based BVT for flexi-grid metro networks. In: *Proc. of ECOC'13*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–3. Citado na página 21.
- 21 KOZICKI, B. et al. Experimental demonstration of spectrum-sliced elastic optical path network (SLICE). *OSA Opt. Express*, v. 18, n. 21, p. 22105–22118, Oct. 2010. Citado na página 22.
- 22 KOZICKI, B. et al. Distance-adaptive spectrum allocation in elastic optical path network (SLICE) with bit per symbol adjustment. In: *Proc. of OFC'10*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–3. Citado na página 22.
- 23 FATADIN, I.; IVES, D.; SAVORY, S. J. Blind equalization and carrier phase recovery in a 16-QAM optical coherent system. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 27, n. 15, p. 3042–3049, Aug 2009. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-27-15-3042>>. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 74.
- 24 SAVORY, S. J. Digital filters for coherent optical receivers. *Opt. Express*, OSA, v. 16, n. 2, p. 804–817, Jan 2008. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-16-2-804>>. Citado 3 vezes nas páginas 22, 48 e 74.
- 25 NAFTA, A.; JOHANNISSON, P.; SHTAIF, M. Blind equalization in optical communications using independent component analysis. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 31, n. 12, p. 2043–2049, Jun 2013. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-31-12-2043>>. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 74.

- 26 GAO, Y. et al. Low-complexity and phase noise tolerant carrier phase estimation for dual-polarization 16-QAM systems. *Opt. Express*, OSA, v. 19, n. 22, p. 21717–21729, Oct 2011. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-22-21717>>. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 74.
- 27 TIAN, T.; JONES, C. R. Construction of rate-compatible ldpc codes utilizing information shortening and parity puncturing. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, v. 2005, n. 5, p. 692121, Dec 2005. ISSN 1687-1499. Disponível em: <<https://doi.org/10.1155/WCN.2005.789>>. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 62.
- 28 GHO, G. H.; KLAKE, L.; KAHN, J. M. Rate-adaptive coding for optical fiber transmission systems. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 29, n. 2, p. 222–233, Jan. 2011. ISSN 0733-8724. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 62.
- 29 ARABACI, M. et al. Nonbinary LDPC-coded modulation for rate-adaptive optical fiber communication without bandwidth expansion. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, v. 24, n. 16, p. 1402–1404, Aug. 2012. ISSN 1041-1135. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 62.
- 30 GHO, G. H.; KAHN, J. M. Rate-adaptive modulation and low-density parity-check coding for optical fiber transmission systems. *IEEE J. Opt. Commun. Netw.*, OSA, v. 4, n. 10, p. 760–768, Oct. 2012. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 62.
- 31 LI, Y. et al. Adaptive FEC-based lightpath routing and wavelength assignment in WDM optical networks. *Opt. Switch. Netw.*, v. 14, Part 3, n. 0, p. 241 – 249, 2014. Citado na página 23.
- 32 CERUTTI, I. et al. Trading regeneration and spectrum utilization in code-rate adaptive flexi-grid networks. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 32, n. 23, p. 4496–4503, Dec. 2014. Citado na página 23.
- 33 IVES, D. J.; BAYVEL, P.; SAVORY, S. J. Routing, modulation, spectrum and launch power assignment to maximize the traffic throughput of a nonlinear optical mesh network. *Photonic Netw. Commun.*, Springer, v. 29, n. 3, p. 244–256, 2015. Citado na página 23.
- 34 ZHAO, J.; WYMEERSCH, H.; AGRELL, E. Nonlinear impairment aware resource allocation in elastic optical networks. In: *Proc. of OFC'15*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3. Citado na página 23.
- 35 ALVARADO, A. et al. On the impact of optimal modulation and fec overhead on future optical networks. *J. Lightwave Technol.*, v. 34, n. 9, p. 2339–2352, May 2016. ISSN 0733-8724. Citado na página 23.
- 36 PALKOPOULOU, E. et al. Nyquist-WDM-based flexible optical networks: Exploring physical layer design parameters. *J. Lightwave Technol.*, v. 31, n. 14, p. 2332–2339, Jul 2013. ISSN 0733-8724. Citado na página 23.
- 37 MELLO, D. A. A. et al. Optical networking with variable-code-rate transceivers. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 32, n. 2, p. 257–266, Jan. 2014. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

- 38 SAVORY, S. J. Congestion aware routing in nonlinear elastic optical networks. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, v. 26, n. 10, p. 1057–1060, May 2014. ISSN 1041-1135. Citado na página 24.
- 39 SAMBO, N. et al. Routing code and spectrum assignment (RCSA) in elastic optical networks. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 33, n. 24, p. 5114–5121, Dec 2015. Citado na página 24.
- 40 SAMBO, N. et al. Routing, code, and spectrum assignment, subcarrier spacing, and filter configuration in elastic optical networks [invited]. *IEEE J. of Opt. Commun. Netw.*, v. 7, n. 11, p. B93–B100, Nov 2015. Citado na página 24.
- 41 MAHER, R. et al. Modulation order and code rate optimisation for digital coherent transceivers using generalised mutual information. In: *Proc. of ECOC'15*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3. Citado na página 24.
- 42 MAHER, R. et al. Increasing the information rates of optical communications via coded modulation: a study of transceiver performance. *Scientific reports*, Nature Publishing Group, v. 6, Feb 2016. Disponível em: <<http://www.nature.com/articles/srep21278>>. Citado na página 24.
- 43 POGGIOLINI, P. et al. On the ultimate potential of symbol-rate optimization for increasing system maximum reach. In: *IEEE. Proc. of ECOC'15*. [S.l.], 2015. p. 1–3. Citado na página 24.
- 44 UNGERBOECK, G. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE T. Inform. Theory*, v. 28, n. 1, p. 55–67, Jan. 1982. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 59.
- 45 BOSCO, G. et al. Analytical results on channel capacity in uncompensated optical links with coherent detection. In: *Proc. of ECOC'11*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–3. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 71.
- 46 DESURVIRE, E.; SIMPSON, J. R.; BECKER, P. C. High-gain erbium-doped traveling-wave fiber amplifier. *Opt. Lett.*, OSA, v. 12, n. 11, p. 888–890, Nov 1987. Disponível em: <<http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-12-11-888>>. Citado na página 31.
- 47 MEARS, R. J. et al. Low-noise erbium-doped fibre amplifier operating at 1.54 μm . *Electronics Letters*, v. 23, n. 19, p. 1026–1028, September 1987. ISSN 0013-5194. Citado na página 31.
- 48 KATO, T.; KOYANO, Y.; NISHIMURA, M. Temperature dependence of chromatic dispersion in various types of optical fiber. *Opt. Lett.*, Optical Society of America, v. 25, n. 16, p. 1156–1158, 2000. Citado na página 35.
- 49 TSURITANI, T. et al. 340 Gbit/s (32/spl times/10.66 Gbit/s) WDM transmission over 6054 km using hybrid fibre spans of large core fibre and dispersion shifted fibre with low dispersion slope. *Electronics Letters*, IET, v. 35, n. 8, p. 646–647, 1999. Citado na página 35.
- 50 SUZUKI, M. et al. 170 Gb/s transmission over 10,850 km using large core transmission fiber. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 1998. p. PD17. Citado na página 35.

- 51 RAFIQUE, D.; ZHAO, J.; ELLIS, A. D. Digital back-propagation for spectrally efficient WDM 112 Gbit/s PM m-ary QAM transmission. *Opt. Express*, OSA, v. 19, n. 6, p. 5219–5224, Mar 2011. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-6-5219>>. Citado na página 36.
- 52 LIU, X. et al. Phase-conjugated twin waves for communication beyond the kerr nonlinearity limit. *Nature Photonics*, Nature Research, v. 7, n. 7, p. 560–568, 2013. Citado na página 36.
- 53 RIOS-MÜLLER, R. et al. 1-Terabit/s net data-rate transceiver based on single-carrier Nyquist-shaped 124 GBaud PDM-32QAM. In: *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 65.
- 54 SEIMETZ, M. *High-order modulation for optical fiber transmission*. [S.l.]: Springer, 2009. v. 143. Citado na página 38.
- 55 TANIMURA, T. et al. A simple digital skew compensator for coherent receiver. In: *Proc. of ECOC '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–2. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 73.
- 56 SAVORY, S. Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems. *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, Sept 2010. Citado 3 vezes nas páginas 41, 47 e 73.
- 57 PETROU, C. S. et al. Quadrature imbalance compensation algorithms for coherent PDM QPSK systems. In: *2009 IEEE LEOS Annual Meeting Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 642–643. ISSN 1092-8081. Citado na página 41.
- 58 HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, 2002. (Prentice-Hall information and system sciences series). ISBN 9780130901262. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=eMcZAQAIAAJ>>. Citado na página 44.
- 59 WANG, D. et al. Adaptive chromatic dispersion compensation for coherent communication systems using delay-tap sampling technique. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 23, n. 14, p. 1016–1018, July 2011. ISSN 1041-1135. Citado na página 44.
- 60 SUI, Q.; LAU, A. P. T.; LU, C. Fast and robust blind chromatic dispersion estimation using auto-correlation of signal power waveform for digital coherent systems. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 31, n. 2, p. 306–312, Jan 2013. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-31-2-306>>. Citado na página 44.
- 61 LEE, T. H.; BULZACHELLI, J. F. A 155-mhz clock recovery delay- and phase-locked loop. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 27, n. 12, p. 1736–1746, Dec 1992. ISSN 0018-9200. Citado na página 45.
- 62 GARDNER, F. A bpsk/qpsk timing-error detector for sampled receivers. *IEEE T. Commun.*, v. 34, n. 5, p. 423–429, May 1986. ISSN 0090-6778. Citado na página 45.
- 63 STOJANOVIC, N. et al. Modified gardner phase detector for nyquist coherent optical transmission systems. In: *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*. Optical Society of America, 2013. p. JTh2A.50. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2013-JTh2A.50>>. Citado na página 45.

- 64 UNGERBOECK, G. Fractional tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems. *IEEE T. Commun.*, v. 24, n. 8, p. 856–864, August 1976. ISSN 0090-6778. Citado na página 45.
- 65 GITLIN, R. D.; WEINSTEIN, S. B. Fractionally-spaced equalization: An improved digital transversal equalizer. *The Bell System Technical Journal*, v. 60, n. 2, p. 275–296, Feb 1981. ISSN 0005-8580. Citado na página 46.
- 66 GODARD, D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE T. Commun.*, v. 28, n. 11, p. 1867–1875, Nov 1980. ISSN 0090-6778. Citado na página 47.
- 67 READY, M.; GOOCH, R. Blind equalization based on radius directed adaptation. In: *Proc. of ICASSP-90*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 1699–1702 vol.3. ISSN 1520-6149. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 73.
- 68 FARUK, M. et al. Proper polarization demultiplexing in coherent optical receiver using constant modulus algorithm with training mode. In: *Proc. OptoElectronics and Communications Conference (OECC, 2010 15th)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 768–769. Citado na página 47.
- 69 KIKUCHI, K. Polarization-demultiplexing algorithm in the digital coherent receiver. In: *Proc. IEEE/LEOS Summer Topical Meetings (2008)*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 101–102. ISSN 1099-4742. Citado na página 48.
- 70 SAVORY, S. J. et al. Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver. *Opt. Express*, OSA, v. 15, n. 5, p. 2120–2126, Mar 2007. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-15-5-2120>>. Citado na página 49.
- 71 LEVEN, A. et al. Frequency estimation in intradyne reception. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, v. 19, n. 6, p. 366–368, Mar 2007. ISSN 1041-1135. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 73.
- 72 ZHOU, X. Hardware efficient carrier recovery algorithms for single-carrier QAM systems. In: *Advanced Photonics Congress*. Optical Society of America, 2012. p. SpTu3A.1. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=SPPCom-2012-SpTu3A.1>>. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 73.
- 73 ZHUGE, Q.; CHEN, C.; PLANT, D. V. Low computation complexity two-stage feedforward carrier recovery algorithm for m-qam. In: *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2011*. Optical Society of America, 2011. p. OMJ5. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=OFC-2011-OMJ5>>. Citado na página 55.
- 74 BARRY, J. R.; MESSERSCHMITT, D. G.; LEE, E. A. *Digital Communication: Third Edition*. Norwell, MA, USA: Kluwer Academic Publishers, 2003. ISBN 0792375483. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 60.
- 75 REED, I. S.; SOLOMON, G. Polynomial codes over certain finite fields. *Journal of the society for industrial and applied mathematics*, SIAM, v. 8, n. 2, p. 300–304, 1960. Citado na página 61.

- 76 HOCQUENGHEM, A. Codes correcteurs d'erreurs. *Chiffres*, v. 2, n. 2, p. 147–56, 1959. Citado na página 61.
- 77 BOSE, R. C.; RAY-CHAUDHURI, D. K. On a class of error correcting binary group codes. *Information and control*, Elsevier, v. 3, n. 1, p. 68–79, 1960. Citado na página 61.
- 78 GALLAGER, R. Low-density parity-check codes. *IRE Transactions on Information Theory*, v. 8, n. 1, p. 21–28, January 1962. ISSN 0096-1000. Citado na página 61.
- 79 BERROU, C.; GLAVIEUX, A.; THITIMAJSHIMA, P. Near shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1. In: *Communications, 1993. ICC '93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1993. v. 2, p. 1064–1070 vol.2. Citado na página 61.
- 80 ESSIAMBRE, R.; TKACH, R. Capacity trends and limits of optical communication networks. *Proc. of the IEEE*, v. 100, n. 5, p. 1035–1055, May 2012. Citado na página 65.
- 81 SPLETT, A.; KURTZKE, C.; PETERMANN, K. Ultimate transmission capacity of amplified optical fiber communication systems taking into account fiber nonlinearities. In: *Proc. of ECOC'93*. [S.l.: s.n.], 1993. p. MoC2.4. Citado na página 66.
- 82 CHEN, X.; SHIEH, W. Closed-form expressions for nonlinear transmission performance of densely spaced coherent optical OFDM systems. *Opt. Express*, v. 18, n. 18, p. 19039–19054, ago. 2010. Citado na página 66.
- 83 POGGIOLINI, P. The GN model of non-linear propagation in uncompensated coherent optical systems. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 30, n. 24, p. 3857–3879, Dec. 2012. Citado 2 vezes nas páginas 66 e 71.
- 84 JOHANNISSON, P.; AGRELL, E. Modeling of nonlinear signal distortion in fiber-optic networks. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, v. 32, n. 23, Dec. 2014. Citado na página 66.
- 85 SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics. In: *IEEE. Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE'06. International Conference on*. [S.l.], 2006. p. 408–411. Citado na página 73.
- 86 CARENA, A. et al. EGN model of non-linear fiber propagation. *Opt. Express*, Optical Society of America, v. 22, n. 13, p. 16335–16362, 2014. Citado na página 95.