

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Redes Ópticas de Longa Distância com Transceptores de Taxa  
de Código Variável

Tiago Carneiro de Lima

ORIENTADOR: André Noll Barreto  
CO-ORIENTADOR: Darli Augusto de Arruda Mello

BRASÍLIA/DF: Janeiro - 2015.

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Redes Ópticas de Longa Distância com Transceptores de Taxa  
de Código Variável

TIAGO CARNEIRO DE LIMA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO  
DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS  
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM EN-  
GENHARIA ELÉTRICA.

APROVADA POR:

---

Prof. Dr. Ing. André Noll Barreto (ENE-UnB)  
(Orientador)

---

Prof. Dr. Darli Augusto de Arruda Mello (DECOM-Unicamp)  
(Co-Orientador)

---

Prof. Dr. André Costa Drummond (CIC-UnB)  
(Examinador Interno)

---

Dr. Jacklyn Dias Reis (CPqD)  
(Examinador Externo)

BRASÍLIA/DF, 30 DE JANEIRO DE 2015.

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

LIMA, TIAGO CARNEIRO DE  
Redes Ópticas de Longa Distância  
com Transceptores de Taxa de Código Variável  
[Distrito Federal] 2015.  
xvii, 97p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2015).  
Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.  
Faculdade de Tecnologia.  
Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Comunicações Ópticas	2. Transceptores
3. FEC	4. Interferência Não-linear
I. ENE/FT/UnB	II. Título (série)

## **REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA**

LIMA, T. C. (2015). Redes Ópticas de Longa Distância com Transceptores de Taxa de Código Variável. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PP-GEE ENE – 586/15, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 97p.

## **CESSÃO DE DIREITOS**

NOME DO AUTOR: Tiago Carneiro de Lima.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: Redes Ópticas de Longa Distância com Transceptores de Taxa de Código Variável.

GRAU / ANO: Mestre / 2015

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

---

Tiago Carneiro de Lima  
Rua Josefina Gori Fiorani, 65 – Fazenda Santa Cândida  
13.087-607 Campinas - SP - Brasil

# DEDICATÓRIA

*Este trabalho é dedicado aos meus pais, meus mestres da vida, Cláudio e Cinara, e à minha querida Larissa*

# AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer:

- A Deus, pela minha vida
- A meus orientadores e mestres, André e Darli, pela dedicação e pelas grandes oportunidades e conhecimentos que me proporcionaram ao longo do mestrado
- A toda a minha família, em especial aos meus pais, pela confiança e apoio incondicionais
- A minha namorada, Larissa, pela força e carinho de sempre
- Aos amigos Thiago Portela e Valery, pelas parcerias nos artigos e trabalhos que deram fruto a esta dissertação
- A todos os colegas e amigos do CPqD, em especial aos das equipes de DSP e de Fotônica, e também Neil, Juliano, Jacklyn e Júlio Oliveira, pelo apoio e incentivo para a conclusão desta etapa
- Aos amigos do OCNLab e do mestrado. Em especial: Bruno, Celio, Diego, Fernando, Heyder, João Víctor, José, Júlio Seype, Luiz, Philipe, Ricardo, Víctor e Vinícius
- A todos os funcionários e professores do Departamento de Engenharia Elétrica, por toda a dedicação e profissionalismo
- Por fim, agradeço a Ericsson e a Capes pelo suporte financeiro

A todos vocês, muito obrigado!

## Trabalhos Publicados pelo Autor

MELLO, D.A.A.; LIMA, T.C.; ROZENTAL, V.N.; BARRETO, A.N., “Soft-Protection in Optical Networks with Variable-Code-rate Transceivers”, em Proc. *ICTON 2014*, Graz, Áustria, Julho de 2014.

MELLO, D.A.A.; ROZENTAL, V.N.; LIMA, T.C.; PEREIRA, F.C.; BARRETO, A.N.; CAMERA, M.; BRUNO, G., “Adaptive Optical Transceivers: Concepts and Challenges”, *Journal of Communications and Information Systems*, Vol. 29, no.1. pp.1,11, Maio de 2014.

LIMA, T.C.; ROZENTAL, V.N.; BARRETO, A.N.; MELLO, D.A.A., “Network-Efficient Superchannel Transmission by the Multichannel Compensation of Nonlinearities”, em Proc. *OFC 2014*, San Francisco, Estados Unidos, Março de 2014.

MELLO, D.A.A.; BARRETO, A.N.; LIMA, T.C.; PORTELA, T.F.; BEYGI, L.; KAHN, J.M., “Optical Networking with Variable-Code-Rate Transceivers”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.32, no.2, pp.257,266, Janeiro de 2014.

## RESUMO

### REDES ÓPTICAS DE LONGA DISTÂNCIA COM TRANSCEPTORES DE TAXA DE CÓDIGO VARIÁVEL

**Autor:** Tiago Carneiro de Lima

**Orientador:** André Noll Barreto

**Co-Orientador:** Darli Augusto de Arruda Mello

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE/UnB**

**Brasília, Janeiro de 2015**

Este trabalho avalia o impacto de transceptores de taxa de código variável em redes WDM sem compensação óptica de dispersão cromática e com espaçamento de 50 GHz entre canais na banda-C. A análise quantitativa baseou-se em três topologias representativas – redes alemã, europeia e americana – com respeito ao custo, à capacidade e à sobrevivência.

O canal óptico foi modelado de acordo com os parâmetros de transmissão amplificada sobre fibra monomodo padrão, limitado essencialmente pelo ruído de emissão espontânea amplificada e pela interferência não-linear do efeito Kerr. O modelo analítico de ruído Gaussiano branco aditivo – modelo GN – e alguns fundamentos de teoria da informação foram utilizados para avaliar o alcance transparente de sistemas ópticos com modulação multinível, com multiplexação de polarização e codificação de canal ideal.

Dois cenários hipotéticos de transmissão com modulação codificada foram considerados: um com tecnologia de transmissão mais conservadora, e outro com hipóteses mais agressivas. Verificou-se que os transceptores de taxa de código variável – comparados com os transceptores de taxa de código fixa operando a 100 Gb/s, 200 Gb/s e 400 Gb/s – possibilitam reduções de custo de até 52% em termos de quantidade média de transceptores por conexão, e de até 50% em termos de ocupação média de canais por conexão, dependendo do tipo de topologia, do cenário de transmissão e da taxa de transmissão líquida dos transceptores.

Mostrou-se ainda que estes transceptores permitem o projeto de redes com habilidade de sobrevivência com o conceito de proteção suave. Esta técnica permite o projeto de rotas de proteção sem a necessidade de regeneração, sob penalidades de capacidade menores que 25%, em média.

# ABSTRACT

## LONG-HAUL OPTICAL NETWORKS WITH VARIABLE-CODE-RATE TRANSCEIVERS

**Author:** Tiago Carneiro de Lima

**Advisor:** André Noll Barreto

**Co-advisor:** Darli Augusto de Arruda Mello

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE/UnB**

**Brasilia, January 2015**

This work evaluates the impact of variable-code-rate transceivers in WDM networks with uncompensated transmission and with 50-GHz-spaced channels in the C-band. The quantitative analysis was based on three representative topologies – German, European and American networks – in terms of cost, capacity and survivability.

The optical channel was modeled in accordance with parameters of amplified transmission over standard single mode fiber, essentially limited by amplified spontaneous emission noise and by nonlinear interference due to the Kerr effect. The analytical model of additive white Gaussian noise – GN model – and some fundamentals of information theory were employed to assess the reach-*versus*-data-rate trade-off of optical systems with multilevel modulation, polarization multiplexing and ideal channel coding.

Two hypothetical scenarios of coded modulated transmission were considered: one with a more conservative technology, and other with a more aggressive hypothesis. It was verified that variable-code-rate transceivers – compared to the fixed-code-rate transceivers operating at 100 Gb/s, 200 Gb/s and 400 Gb/s – allow cost savings up to 52% in terms of average number of transceivers per connection, and up to 50% in terms of average occupancy of channels per connection.

It was also shown that these transceivers enable the design of resilient networks based on the concept of soft protection. This technique allows the design of protection paths without the requirement of regeneration, at capacity penalties lower than 25%, in average.



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Contextualização . . . . .	1
1.2	Motivações e Revisão Bibliográfica . . . . .	4
1.3	Contribuições e Organização do Trabalho . . . . .	6
<b>2</b>	<b>Fundamentos de Teoria da Informação</b>	<b>8</b>
2.1	Capacidade de Canal . . . . .	8
2.2	Capacidade para Formatos de Modulação Multinível . . . . .	12
2.3	Codificação de Canal . . . . .	16
2.3.1	FEC – Conceitos Básicos . . . . .	18
2.3.2	FEC em Comunicações Ópticas . . . . .	21
2.4	Conclusão . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Caracterização do Canal Óptico</b>	<b>23</b>
3.1	Princípios Básicos de Propagação em Fibras Ópticas . . . . .	23
3.2	Dispersão dos Modos de Polarização . . . . .	24
3.3	Perdas de Propagação . . . . .	26
3.4	Dispersão Cromática . . . . .	27
3.5	Ruído e Interferência . . . . .	29
3.5.1	Ruído de Emissão Espontânea Amplificada . . . . .	29
3.5.2	Interferência Não-Linear . . . . .	34
3.6	Receptor Coerente . . . . .	34
3.6.1	Processamento Digital de Sinais . . . . .	35
3.7	Conclusão . . . . .	39
<b>4</b>	<b>Interferência Não-Linear</b>	<b>40</b>
4.1	Introdução . . . . .	40
4.2	Hipóteses da Interferência Não-Linear em Sistemas UT . . . . .	41
4.3	Modelo GN de Interferência Não-Linear . . . . .	42
4.3.1	Domínio de integração do espectro NLI . . . . .	43
4.3.2	Acúmulo de interferência NL ao longo dos <i>spans</i> . . . . .	47

4.3.3	Acúmulo de interferência NL ao longo do espectro . . . . .	49
4.3.4	Relação entre potência da interferência NL e potência de trans- missão . . . . .	52
4.4	Precisão do Modelo GN . . . . .	56
4.5	Conclusão . . . . .	57
<b>5</b>	<b>Transceptores com Taxa de Código Variável</b>	<b>58</b>
5.1	Motivação . . . . .	58
5.2	Proposta . . . . .	59
5.3	Alcance Transparente <i>versus</i> Taxa de Transmissão . . . . .	59
5.4	Limitações do Modelo e da Análise . . . . .	63
5.5	Conclusão . . . . .	65
<b>6</b>	<b>Impacto em Ambiente de Rede e Resultados</b>	<b>66</b>
6.1	Rede Exemplo . . . . .	66
6.2	Hipóteses Consideradas . . . . .	66
6.3	Proteção Suave . . . . .	68
6.4	Figuras de Mérito . . . . .	70
6.5	Resultados: Redes Alemã, Europeia e Americana . . . . .	73
6.5.1	Máxima taxa líquida de transmissão alcançável . . . . .	74
6.5.2	Quantidade média de transceptores por conexão e bloqueio de distância . . . . .	80
6.5.3	Quantidade média de comprimentos de onda por conexão . . . . .	86
6.6	Conclusão . . . . .	88
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>89</b>
7.1	Trabalhos Futuros . . . . .	90
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>91</b>

## Lista de Tabelas

1.1	Principais evoluções dos sistemas ópticos de comunicação e valores típicos do produto capacidade por alcance para o estado-da-arte de cada geração. *Valores típicos para cada geração [1] . . . . .	3
2.1	Comparação entre distribuições <i>a priori</i> uniforme e PS para 16QAM , com SNR = 12 dB . . . . .	14
2.2	Comparação entre os limites de Shannon do ganho líquido de codificação com decisão abrupta e suave, para modulação PM-QPSK [2] . . . . .	20
2.3	Gerações de códigos corretores de erro para sistemas ópticos [3] . . . . .	21
5.1	Cenários de transmissão considerados para análise da relação entre taxa líquida de transmissão e alcance transparente . . . . .	61
5.2	Parâmetros da fibra SMF [4, 5] . . . . .	61
5.3	Parâmetros sistêmicos de enlace [4, 5] . . . . .	61
5.4	Exemplo de VCRT com 16 níveis de operação. *Alcances extrapolados para SNRs requeridas fora da faixa de análise da curva de capacidade (SNR < -2 dB, Figura 2.9) . . . . .	64
6.1	Pontos de operação de um transceptor de taxa de código variável hipotético a ser aplicado na rede exemplo . . . . .	67
6.2	Máxima taxa líquida de transmissão alcançável (sem regeneração) para a rota de trabalho dos pares origem-destino da rede exemplo . . . . .	71
6.3	Situação de cada demanda da rede exemplo considerando taxa líquida requerida de 250 Gb/s para todas as demandas . . . . .	71
6.4	Quantidade requerida de transceptores para cada par origem-destino da rede exemplo considerando demandas requeridas de 200 Gb/s . . . . .	72
6.5	Quantidade requerida de comprimentos de onda para demanda de 300 Gb/s na rede exemplo . . . . .	73
6.6	Principais parâmetros topológicos das redes alemã, europeia e americana [6] . . . . .	75
6.7	Estatísticas de roteamento dos caminhos de trabalho e de proteção para as redes alemã, europeia e americana . . . . .	75

6.8	Penalidade média em capacidade das rotas de proteção com respeito às rotas de trabalho . . . . .	79
6.9	Redução máxima percentual da quantidade média de transceptores obtida com a utilização de VCRTs com taxas contínuas . . . . .	86
6.10	Redução máxima percentual da quantidade média de comprimentos de onda obtida com a utilização de VCRTs com taxas contínuas . . . . .	88

## Lista de Figuras

1.1	Previsão de crescimento do tráfego IP mundial, em petabytes/mês [7]. . . . .	1
2.1	Probabilidades envolvidas em um canal sem memória e de decisão abrupta. . . . .	9
2.2	Entropias presentes em um canal de comunicação. Adaptado de [3]. . . . .	10
2.3	Probabilidades e distribuições de probabilidades envolvidas em um canal sem memória e de decisão suave. . . . .	11
2.4	PDF de uma constelação ideal para atingir o limite de Shannon em um canal AWGN: constelação com infinitos símbolos distribuídos de forma Gaussiana. . . . .	13
2.5	Informação mútua <i>versus</i> $\mu$ para diferentes valores de SNR para modulação 16QAM com conformação probabilística. . . . .	13
2.6	$\mu$ ótimo (que maximiza a informação mútua) <i>versus</i> SNR para modulação 16QAM com conformação probabilística. . . . .	14
2.7	Constelações 16QAM, com energia média unitária, recebidas após transmissão por canal AWGN com SNR = 12 dB. (a) 16QAM com distribuição uniforme; (b) 16QAM com conformação probabilística. . . . .	15
2.8	Constelações 64QAM, com energia média unitária, recebidas após transmissão por canal AWGN com SNR = 18 dB. (a) 64QAM com distribuição uniforme; (b) 64QAM com conformação probabilística. . . . .	15
2.9	Capacidade <i>versus</i> SNR para diversos formatos de modulação PM- $M$ -QAM, considerando canal AWGN. . . . .	17
2.10	Máximo valor teórico do ganho líquido de código corretor de erro com decisão suave, para modulação PM-QPSK. . . . .	20
3.1	Esquema em corte de uma fibra óptica. Adaptado de [8]. . . . .	23
3.2	Ilustração gráfica de ocorrência de dispersão dos modos de polarização em pulsos retangulares. DGD: atraso diferencial de grupo. . . . .	25
3.3	Atenuação da fibra monomodo em função do comprimento de onda. Retirada de [9] com autorização. . . . .	26
3.4	Ilustração do efeito de dispersão cromática em pulsos retangulares após a propagação por um trecho de fibra. ISI: interferência inter-simbólica. . . . .	28

3.5	Exemplo de transmissão ponto-a-ponto de um sistema óptico de comunicação. Tx: transmissor; Rg: regenerador; Rx: receptor. . . . .	30
3.6	Mecanismos básicos de interação entre a luz e materiais semicondutores. Adaptado de [3]. . . . .	31
3.7	Princípio de funcionamento do EDFA. Adaptado de [10]. . . . .	32
3.8	Exemplo de curva do fator de amplificação de um EDFA em função da potência de entrada para $P_S = 10$ dBm. . . . .	33
3.9	Esquema simplificado de receptor coerente. LO: oscilador local; PBS: divisor de feixes de polarização; DSP: processamento digital de sinais; I: fluxo do sinal elétrico em fase; Q: fluxo do sinal elétrico em quadratura. . . . .	35
3.10	Blocos típicos de um receptor coerente, com cadeia de processamento digital de sinais exemplificada para a modulação PM-QPSK. Retirada de [11] com autorização. . . . .	36
4.1	Exemplo de cenário no qual três componentes (setas vermelhas) do espectro WDM interagem entre si, gerando a componente de interferência NL (seta azul), caracterizando o efeito de FWM. Adaptado de [12]. . . . .	44
4.2	Exemplo de PSD de um espectro WDM ( $G_{\text{WDM}}(f)$ ) centrado em $f = 0$ , e da correspondente PSD da interferência NL ( $G_{\text{NLI}}(f)$ ). $G_{\text{NLI}}(f)$ aproximadamente plana em torno da frequência central. Adaptado de [12]. . . . .	44
4.3	Região correspondente ao domínio de integração de $G_{\text{NLI}}(f = 0)$ para o caso em que $B_{\text{ch}} = \Delta f$ . Adaptado de [12]. . . . .	46
4.4	Regiões correspondentes ao domínio de integração de $G_{\text{NLI}}(f = 0)$ para o caso em que $B_{\text{ch}} \leq (2/3)\Delta f$ . . . . .	46
4.5	Regiões correspondentes ao domínio de integração de $G_{\text{NLI}}(f = 0)$ para o caso em que $(2/3)\Delta f < B_{\text{ch}} < \Delta f$ . . . . .	47
4.6	Arranjo de fase $\chi(f_1, f_2, f)$ em função de $f_1$ , com $N_s = 10$ , $f = 0$ e $f_2 = 10$ GHz. . . . .	48
4.7	Acúmulo da densidade espectral de potência de interferência NL ao longo de múltiplos <i>spans</i> para diferentes quantidades de canais. . . . .	50
4.8	Relação entre o coeficiente $\epsilon$ (Equação 4.15) e a banda óptica responsável por provocar interferência não-linear no canal de referência. . . . .	50
4.9	Fator normalizado de eficiência de FWM, para espectro de 4 THz, avaliado para $f = 0$ . Escala em decibels. . . . .	51
4.10	Parcela percentual de interferência NL gerada pela banda parcial para diferentes quantidades de <i>spans</i> . . . . .	51

4.11	Relação entre OSNR estimada e potência de transmissão para as hipóteses de acúmulo não-coerente e coerente. . . . .	55
4.12	Relação entre alcance transparente e potência de transmissão para as hipóteses de acúmulo não-coerente e coerente, para modulação PM-QPSK.	56
5.1	Ideia geral de flexibilidade do transceptor de taxa de código variável. . .	60
5.2	Relação entre taxa líquida de transmissão e alcance transparente para cenários agressivo (Agr) e conservador (Con), para transceptores de taxa de código variável (V) e fixa (F). . . . .	62
5.3	Relação entre taxa líquida de transmissão e alcance transparente para cenários agressivo (Agr) e conservador (Con), para VCRTs com taxas de código contínuas (V) e discretas ( $N_{\text{FEC}}$ ) com 16 níveis. . . . .	63
6.1	Topologia da rede exemplo. . . . .	66
6.2	Transceptores (caixas com linhas sólidas em azul) requeridos em uma conexão óptica com três nós (caixas com linhas pontilhadas em preto), com regeneradores (caixas com linhas sólidas em alaranjado) no nó intermediário. . . . .	68
6.3	Rede exemplo: rotas de trabalho (A-B-C) e de proteção (A-D-E-C) para a demanda correspondente ao par origem-destino A-C. A proteção suave, comparada à proposta de proteção convencional, permite a economia de regenerações nas estações D e E, sob uma penalidade de 20% em capacidade de transmissão. . . . .	70
6.4	Topologia da rede alemã [6]. Distâncias em quilômetros. . . . .	74
6.5	Topologia da rede europeia [6]. Distâncias em quilômetros. . . . .	74
6.6	Topologia da rede americana [6]. Distâncias em quilômetros. . . . .	75
6.7	Forma padrão do diagrama de caixa para representar as estatísticas de um dado conjunto de amostras. . . . .	76
6.8	Rede alemã: diagrama de caixa com estatísticas da máxima taxa líquida de transmissão alcançável com VCRTs de taxas contínuas. Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção. . . . .	76
6.9	Rede alemã: evolução da taxa líquida alcançável média em função da quantidade de níveis FEC dos VCRTs de taxas discretas ( $N_{\text{FEC}}$ ) – curvas sólidas – para as rotas de trabalho (a) e de proteção (b). As curvas tracejadas mostram os valores de referência dos VCRTs de taxa contínua (V). Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção. . . . .	77

6.10 Rede europeia: diagrama de caixa com estatísticas da máxima taxa líquida de transmissão alcançável com VCRTs de taxas contínuas. Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção. . . . .	78
6.11 Rede europeia: evolução da taxa líquida alcançável média em função da quantidade de níveis FEC dos VCRTs de taxas discretas ( $N_{FEC}$ ) – curvas sólidas – para as rotas de trabalho (a) e de proteção (b). As curvas tracejadas mostram os valores de referência dos VCRTs de taxa contínua (V). Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção. . . . .	78
6.12 Rede americana: diagrama de caixa com estatísticas da máxima taxa líquida de transmissão alcançável com VCRTs de taxas contínuas. Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção. . . . .	79
6.13 Rede americana: evolução da taxa líquida alcançável média em função da quantidade de níveis FEC dos VCRTs de taxas discretas ( $N_{FEC}$ ) – curvas sólidas – para as rotas de trabalho (a) e de proteção (b). As curvas tracejadas mostram os valores de referência dos VCRTs de taxa contínua (V). Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção. . . . .	79
6.14 Rede alemã: quantidade média de transceptores por conexão <i>versus</i> alcance transparente. . . . .	81
6.15 Rede alemã: taxa de bloqueio de distância <i>versus</i> alcance transparente.	81
6.16 Rede europeia: quantidade média de transceptores por conexão <i>versus</i> alcance transparente. . . . .	82
6.17 Rede europeia: taxa de bloqueio de distância <i>versus</i> alcance transparente.	82
6.18 Rede americana: quantidade média de transceptores por conexão <i>versus</i> alcance transparente. . . . .	83
6.19 Rede americana: taxa de bloqueio de distância <i>versus</i> alcance transparente. . . . .	83
6.20 Rede alemã: quantidade média de transceptores por conexão ((a) e (b)) e taxa de bloqueio de distância ((c) e (d)) para os cenários agressivo ((a) e (c)) e conservador ((b) e (d)), com transceptores de taxa de código fixa (F), e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{FEC}$ ). . . . .	84



6.21	Rede europeia: quantidade média de transceptores por conexão ((a) e (b)) e taxa de bloqueio de distância ((c) e (d)) para os cenários agressivo ((a) e (c)) e conservador ((b) e (d)), com transceptores de taxa de código fixa (F), e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{\text{FEC}}$ ). . . . .	85
6.22	Rede americana: quantidade média de transceptores por conexão ((a) e (b)) e taxa de bloqueio de distância ((c) e (d)) para os cenários agressivo ((a) e (c)) e conservador ((b) e (d)), com transceptores de taxa de código fixa (F), e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{\text{FEC}}$ ). . . . .	85
6.23	Rede alemã: Quantidade média de comprimentos de onda por conexão para os cenários agressivo (a) e conservador (b), com transceptores de taxas de código fixa (F) e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{\text{FEC}}$ ). . . . .	87
6.24	Rede europeia: Quantidade média de comprimentos de onda por conexão para os cenários agressivo (a) e conservador (b), com transceptores de taxas de código fixa (F) e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{\text{FEC}}$ ). . . . .	87
6.25	Rede americana: Quantidade média de comprimentos de onda por conexão para os cenários agressivo (a) e conservador (b), com transceptores de taxas de código fixa (F) e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{\text{FEC}}$ ). . . . .	88

# LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

## SÍMBOLOS

$ \cdot $	Módulo de $(\cdot)$
$(\cdot)^I$	Componente em fase do símbolo
$(\cdot)^Q$	Componente em quadratura do símbolo
$\max_a(\cdot)$	Máximo valor de $(\cdot)$ avaliado com respeito a variável $a$
$\text{erfc}(\cdot)$	Função de erro complementar de $(\cdot)$
$E(\cdot)$	Valor esperado de $(\cdot)$
$E_{x'}(r, \theta)$	Valor escalar do campo elétrico radial
$E(z', t)$	Valor escalar do campo elétrico longitudinal
$g_{\text{NLI}}(B_{\text{Parcial}})$	Fração relativa de potência NLI presente na banda $B_{\text{Parcial}}$
$G_{\text{NLI}}(f)$	Densidade espectral de potência de NLI
$G_{\text{NLI,SS}}(f)$	Densidade espectral de potência de NLI de um único <i>span</i>
$G_{\text{NLI}}^{\text{coerente}}(f)$	Densidade espectral de potência de NLI com acúmulo coerente
$G_{\text{NLI}}^{\text{não-coerente}}(f)$	Densidade espectral de potência de NLI com acúmulo não-coerente
$G_{\text{WDM}}(f)$	Densidade espectral de potência do sinal WDM
$H(\cdot)$	Entropia da variável aleatória $(\cdot)$
$H(X Y)$	Entropia condicional de $X$ dado $Y$
$I(X; Y)$	Informação mútua entre $X$ e $Y$
$\text{pr}_{Y X}(y_l x_k)$	Função densidade de probabilidade condicional de $y$ dado $x_k$
$P_{\text{TX}}(z')$	Potência do sinal óptico em $z'$
$\text{Pr}_X(x_k)$	Probabilidade da variável aleatória $X$ ser igual a $x_k$
$\text{Pr}_{Y X}(y_l x_k)$	Probabilidade condicional de $y_l$ dado $x_k$
$\rho(f_1, f_2, f)$	Fator de eficiência da mistura de quatro ondas
$\chi_{\text{NLI}}(f_1, f_2, f)$	Fator de arranjo da interferência não-linear
$A_{\text{eff}}$	Área efetiva da fibra
$Ag$	Coefficiente de amplificação do EDFA
$Ag_0$	Valor máximo do coeficiente de amplificação do EDFA
$AG$	Ganho de amplificação com saturação do EDFA
$AG_0$	Ganho de amplificação sem saturação do EDFA
$A_X$	Conjunto do alfabeto de entrada do canal
BER	Taxa de erro de bit
$\text{BER}_{\text{in}}$	Taxa de erro de bit pré-FEC
$\text{BER}_{\text{out}}$	Taxa de erro de bit pós-FEC
$B_{\text{ch}}$	Banda óptica do canal

$B_n$	Banda óptica de referência
$B_m$	Grau de birrefringência da fibra
$B_{\text{Parcial}}$	Banda óptica de parte da banda-C
$B_{\text{Total}}$	Banda óptica total da banda-C
$B_Y$	Conjunto do alfabeto de saída do canal
$c$	Velocidade da luz
$C$	Capacidade do canal
$D$	Parâmetro de dispersão de segunda ordem da fibra
$EL_1, EL_2$	Níveis energéticos de referência e excitado
$f$	Frequência
$f_1, f_2$ e $f_3$	Componentes de frequência que originam o FWM
$F$	Figura de ruído do amplificador EDFA
$G_{\text{ASE}}$	Densidade espectral de potência do ruído ASE
$h$	Constante de Planck
$i$	Número imaginário
$ID$	Domínio de integração
$k$ e $l$	Índices de contagem
$K$	Número de bits da palavra mensagem
$L$	Comprimento arbitrário de fibra, menor que um <i>span</i>
$L_{\text{eff}}$	Comprimento efetivo do <i>span</i>
$L_{\text{eff,a}}$	Comprimento efetivo assintótico do <i>span</i>
$L_s$	Comprimento do <i>span</i>
$L_{\text{Total}}$	Alcance transparente
$L_{\text{Total,OPT}}$	Alcance transparente otimizado
$M$	Ordem (tamanho) do alfabeto de entrada
$n[k]$	$k$ -ésima amostra referente ao valor do ruído AWG
$n_1, n_2$	Índices de refração do núcleo e da casca
$n'_1, n'_2$	Índices de refração modificados do núcleo e da casca
$\bar{n}$	Índice efetivo do sinal
$n_g$	Índice de grupo da onda
$n_{\text{NL}}$	Coefficiente Kerr do material
$n_{\text{sp}}$	Fator de emissão espontânea do amplificador
$\bar{n}_{x'}, \bar{n}_{y'}$	Índices modais para as direções $x'$ e $y'$
$N$	Número de bits da palavra-código
$N_1, N_2$	Densidades atômicas nos níveis de referência e excitado
$N_a$	Número de amplificadores
$N_{ch}$	Número de canais presentes no espectro

$N_{\text{FEC}}$	Número de taxas de código do FEC
$N_n$	Número de nós de uma rede
$N_s$	Número de <i>spans</i>
NCG	Ganho líquido do código corretor de erro
$\text{NCG}_{\text{abrupto}}$	Ganho líquido do código corretor de erro com decisão abrupta
$\text{NCG}_{\text{suave}}$	Ganho líquido do código corretor de erro com decisão suave
OH	Parcela percentual de redundância
OSNR	Relação sinal-ruído óptica
$p$	Número de polarizações ortogonais
$P_{\text{ASE}}$	Potência total do ruído ASE
$P_{\text{ASE,SS}}$	Potência do ruído ASE por <i>span</i>
$P_{\text{EDFA,in}}$	Potência do sinal óptico na entrada do amplificador EDFA
$P_{\text{EDFA,out}}$	Potência do sinal óptico na saída do amplificador EDFA
$P_N$	Potência total das fontes de ruído
$P_{\text{NLI}}$	Potência total da interferência não-linear
$P_{\text{NLI,SS}}$	Potência da interferência não-linear de um único <i>span</i>
$P_S$	Potência de saturação do amplificador EDFA
$P_{\text{TX}}$	Potência de lançamento do sinal óptico
$r, \theta$	Coordenadas polares da fibra
$r_w$	Raio modal da fibra
$R$	Taxa de código
$R_b$	Taxa líquida de transmissão de bits por segundo
$R_{b,\text{Max}}^{\text{RT}}$	Taxa (líquida) máxima de transmissão na rota de trabalho
$R_{b,\text{Max}}^{\text{RP}}$	Taxa (líquida) máxima de transmissão na rota de proteção
$R_s$	Taxa de transmissão de símbolos por segundo
SE	Eficiência Espectral
SNR	Relação sinal-ruído
$\text{SNR}_{\text{EDFA,in}}$	Relação sinal-ruído na entrada do amplificador EDFA
$\text{SNR}_{\text{EDFA,out}}$	Relação sinal-ruído na saída do amplificador EDFA
$s[k]$	$k$ -ésima amostra transmitida
$t$	Tempo
$T_s$	Tempo de símbolo
$v_g$	Velocidade de grupo
$w[k]$	$k$ -ésima amostra recebida
$x', y' \text{ e } z'$	Coordenadas retangulares da fibra
$x_k$	$k$ -ésimo símbolo do alfabeto de entrada do canal
X	Variável aleatória do alfabeto de entrada do canal

$y_l$	$l$ -ésimo símbolo do alfabeto de saída do canal
$Y$	Variável aleatória do alfabeto de saída do canal
$\alpha$	Constante de atenuação da fibra
$\beta_2$	Parâmetro de dispersão da velocidade de grupo
$\beta_3$	Parâmetro de dispersão de terceira ordem da fibra
$\beta_{x'}$ e $\beta_{y'}$	Constante de propagação nas direções $x'$ e $y'$
$\gamma$	Constante não-linear da fibra
$\epsilon$	Grau de coerência da interferência não-linear
$\epsilon_0$	Constante de permissividade elétrica no vácuo
$\eta$	Coefficiente de interferência não-linear
$\eta_{SS}$	Coefficiente de interferência não-linear referente a um <i>span</i>
$\Delta f$	Espaçamento em frequência entre canais
$\Delta R_b^{\text{RP}}$	Penalidade de taxa de transmissão da rota de proteção
$\Delta T$	Alargamento temporal do pulso
$\Delta \nu$	Largura de linha em frequência do laser
$\Delta \tau$	Atraso diferencial de grupo
$\Delta \omega$	Alargamento espectral do pulso
$\Delta \phi_l$	Varição de desvio de fase entre duas amostras consecutivas
$\lambda$	Comprimento de onda
$\mu$	Parâmetro de otimização da distribuição de Maxwell-Boltzmann
$\nu$	Frequência central do laser
$\sigma^2$	Variância correspondente ao ruído AWG
$\sigma_{\Delta \phi_l}^2$	Variância do ruído de fase
$\phi[k]$	Desvio de fase da $k$ -ésima amostra
$\omega$	Frequência angular
$\omega_0$	Frequência angular de transição atômica do EDFA

## SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>	Conversor analógico-digital
ARQ	<i>Automatic Repeat reQuest</i>	Requisição automática de re- petição
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>	Emissão espontânea amplificada
AWG	<i>Additive White Gaussian</i>	Gaussiano branco aditivo
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>	Ruído gaussiano branco aditivo
BER	<i>Bit Error Rate</i>	Taxa de erro de bit
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase binário
BSR	<i>Bandwidth Squeezed Restoration</i>	Restauração por compressão de banda
CapEX	<i>Capital Expenditures</i>	Despesas de capital
CD	<i>Chromatic Dispersion</i>	Dispersão cromática
CM	<i>Coded Modulation</i>	Modulação codificada
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>	Algoritmo do módulo constante
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>	Conversor digital-analógico
DBP	<i>Digital Back-Propagation</i>	Contra-propagação digital
DCF	<i>Dispersion Compensatin Fiber</i>	Fibra de compensação de dis- persão
DCM	<i>Dispersion Compensation Module</i>	Módulos de compensação de dis- persão
DD-LMS	<i>Decision-Directed Least Mean Squared</i>	Média quadrática mínima direci- onado à decisão
DFB	<i>Distrubuted-Feedback Laser</i>	Laser de realimentação dis- tribuída
DGD	<i>Differential Group Delay</i>	Atraso diferencial de grupo
DSF	<i>Dispersion Shifted Fiber</i>	Fibra de dispersão deslocada
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>	Processamento digital de sinais
EDFA	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>	Amplificador de fibra dopada com érbio
FCRT	<i>Fixed-Code-Rate Transceiver</i>	Transceptor de taxa de código fixa
FEC	<i>Forward Error Correction</i>	Código corretor de erro
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>	Resposta ao impulso finita
FWM	<i>Four-Wave Mixing</i>	Mistura de quatro ondas
GN	<i>Gaussian-Noise</i>	Ruído gaussiano

GS	<i>Geometric Shaping</i>	Conformação geométrica
GVD	<i>Group Velocity Dispersion</i>	Dispersão de velocidade de grupo
HARQ	<i>Hybrid Automatic Repeat Request</i>	Requisição automática de re- petição híbrida
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>	Interferência inter-simbólica
LH	<i>Long-Haul</i>	Longa distância
LO	<i>Local Oscillator</i>	Oscilador local
LTE	<i>Long Term Evolution</i>	Evolução de longo prazo
MMF	<i>Multi-Mode Fiber</i>	Fibra multimodo
NCG	<i>Net Coding Gain</i>	Ganho líquido de código
NL	<i>Nonlinear</i>	Não-linear
NLI	<i>Nonlinear Interference</i>	Interferência não-linear
NLSE	<i>Nonlinear Schrödinger Equation</i>	Equação não-linear de Schrödinger
OEO	<i>Optical-Electro-Optical</i>	Opto-eletro-óptica
OpEX	<i>Operational Expenditures</i>	Despesas operacionais
OSNR	<i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i>	Relação sinal-ruído óptica
OTN	<i>Optical Transport Network</i>	Rede óptica de transporte
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i>	Divisor de feixes de polarização
PDF	<i>Probability Density Function</i>	Função densidade de probabili- dade
PM	<i>Polarization Multiplexing</i>	Multiplexação de Polarização
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>	Dispersão dos modos de pola- rização
PS	<i>Probabilistic Shaping</i>	Conformação probabilística
PSD	<i>Power Spectral Density</i>	Densidade espectral de potência
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modula- tion</i>	Modulação de amplitude em qua- dratura
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>	Chaveamento por desvio de fase em quadratura
RDE	<i>Radius Directed Equalization</i>	Equalização direcionada à decisão radial
RP	-	Rota de proteção
RT	-	Rota de trabalho
SBS	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i>	Espalhamento estimulado de Bril- louin
SMF	<i>Single Mode Fiber</i>	Fibra monomodo

SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>	Relação sinal-ruído
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i>	Auto-modulação de fase
SRS	<i>Stimulated Raman Scattering</i>	Espalhamento estimulado de Raman
SSFM	<i>Split-Step Fourier Method</i>	Método <i>split-step</i> de Fourier
TR	<i>Timing Recovery</i>	Recuperação de temporização
UT	<i>Uncompensated Transmission</i>	Transmissão sem compensação óptica de dispersão cromática
VCRT	<i>Variable-Code-Rate Transceiver</i>	Transceptor de taxa de código variável
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>	Multiplexação por divisão de comprimento de onda
XPM	<i>Cross-Phase Modulation</i>	Modulação cruzada de fase





# Capítulo 1 Introdução

## 1.1 Contextualização

A necessidade de um crescente aumento do produto capacidade-alcance dos sistemas ópticos tem sido impulsionada principalmente pelas transmissões de vídeo de alta definição sob demanda, pela ampla difusão dos dispositivos móveis de comunicação com acesso à Internet e pelo crescimento do serviço de armazenamento de dados em sistemas distribuídos (computação em nuvem) [1]. A Figura 1.1 apresenta uma previsão de crescimento do tráfego mundial, entre 2013 e 2018 [7]. Nesse gráfico, observa-se um aumento médio anual previsto de 21% no tráfego IP. Enquanto isso, o produto capacidade-alcance tem verificado um crescimento médio anual de aproximadamente 78% (10 vezes a cada 4 anos), de acordo com a chamada Lei de Moore da Óptica [1]. Mesmo com estatísticas relativamente promissoras, há uma constante preocupação em se evitar uma possível saturação dos canais de comunicação a médio e longo prazo. Dessa maneira, são feitos anualmente crescentes investimentos em redes ópticas de alta capacidade de tráfego e de longo alcance.

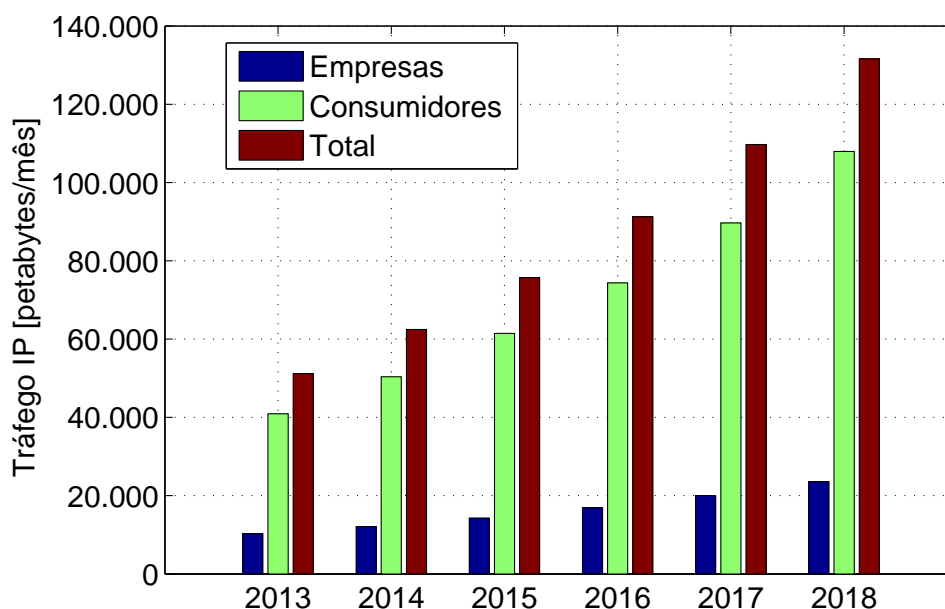


Figura 1.1: Previsão de crescimento do tráfego IP mundial, em petabytes/mês [7].

Até se atingir a tecnologia atual, uma série de desenvolvimentos e inovações contribuíram com a constante evolução das comunicações ópticas, que começaram na década de 1970, quando as transmissões eram realizadas por lasers de GaAs sintonizados.

nizados na janela de  $0,8 \mu\text{m}$  em fibras multimodo a uma taxa de  $45 \text{ Mb/s}$ . Esse cenário de transmissão permitia alcances da ordem de  $10 \text{ km}$  [13].

A geração seguinte, na década de 1980, passou a trabalhar com lasers e detectores de InGaAsP na faixa de  $1,3 \mu\text{m}$ , com atenuação mais reduzida – tipicamente próxima de  $0,5 \text{ dB/km}$  – e com menor dispersão modal. Nessa geração, o advento da fibra monomodo (*single mode fiber* – SMF) mitigou o problema da dispersão modal, possibilitando transmissões da ordem de  $1,7 \text{ Gb/s}$  e espaçamento entre regeneradores de aproximadamente  $50 \text{ km}$  [3, 13].

Na terceira geração, entre os anos 1980 e 1990, os sistemas ópticos passaram a operar com lasers de realimentação distribuída (*distributed feedback laser* – DFB) monomodo, na janela de  $1,55 \mu\text{m}$ , na qual a atenuação da fibra de sílica é mínima (aproximadamente  $0,2 \text{ dB/km}$  para a SMF). No entanto, nessa faixa do espectro a dispersão cromática é mais severa, o que requereu a aplicação de fibras de dispersão deslocada (*dispersion shifted fiber* – DSF) para se contornar essa limitação. Essa geração conseguiu atingir capacidades de  $10 \text{ Gb/s}$  por distâncias de até  $100 \text{ km}$  [3].

A quarta geração, desenvolvida entre os anos 1990 e 2000, foi marcada pela criação dos amplificadores a fibra dopada por érbio (*erbium doped fiber amplifier* – EDFA), e pelo desenvolvimento dos sistemas com multiplexação por divisão de comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* – WDM). Essas inovações permitiram que dezenas de canais pudessem ser amplificados simultaneamente, o que representou uma revolução nas comunicações ópticas tanto em termos de capacidade quanto em termos de aumento do alcance sem regeneração. Ao final da década de 1990, demonstrou-se a transmissão de  $20$  canais de  $5 \text{ Gb/s}$  por distâncias superiores a  $11.000 \text{ km}$  [3].

Atualmente, no que pode-se chamar de quinta geração, os sistemas ópticos WDM de longa distância (*long-haul* – LH) possuem detecção coerente, trabalham a taxas superiores a  $100 \text{ Gb/s}$  por canal, e operam geralmente com código corretor de erro (*forward error correction* – FEC) com taxa de codificação e formato de modulação fixos. Tipicamente, os transceptores atuais trabalham com modulação de chaveamento por desvio de fase em quadratura (*quadrature phase shift keying* – QPSK) com multiplexação de polarização (*polarization multiplexing* – PM) com até  $20\%$  de redundância referente ao FEC [2]. A Tabela 1.1 resume as principais inovações tecnológicas de cada geração comentada anteriormente.

Para dar continuidade à evolução das comunicações ópticas, existe um elevado esforço da comunidade científica e industrial para se reduzir o custo do produto capacidade por alcance ( $\text{U\$/[Gb/s}\cdot\text{km]}$ ). De modo geral, as estratégias de redução de custo desse parâmetro estão ligadas a uma destas três opções [14]:

1. Redução das despesas de capital (*capital expenditures* – CapEX);

Tabela 1.1: Principais evoluções dos sistemas ópticos de comunicação e valores típicos do produto capacidade por alcance para o estado-da-arte de cada geração. \*Valores típicos para cada geração [1]

Geração	Período	Progressos	Capacidade · Alcance*
1 <sup>a</sup>	≈ 1970 – 1980	0,8 $\mu\text{m}$ , Fibra MMF	≈ 1 Gb/s·km
2 <sup>a</sup>	≈ 1980 – 1990	1,3 $\mu\text{m}$ , Fibra SMF	≈ 100 Gb/s·km
3 <sup>a</sup>	≈ 1980 – 1990	1,55 $\mu\text{m}$ , Laser DFB	≈ 1 Tb/s·km
4 <sup>a</sup>	≈ 1990 – 2000	EDFA, WDM	≈ 100 Tb/s·km
5 <sup>a</sup>	≈ 2000 – Atualmente	Detecção coerente, FEC	≈ 50 Pb/s·km

2. Redução das despesas operacionais (*operational expenditures* – OpEX);
3. Aumento da capacidade de transmissão do sistema.

Para reduzir o CapEX, é necessário o dimensionamento das redes ópticas com menor quantidade de dispositivos e/ou menor investimento na implantação de transmissores, receptores, regeneradores, amplificadores e equipamentos de roteamento de sinal. O grande desafio encontrado nessa estratégia é conseguir reduzir o custo de implantação da rede sem penalizar os padrões mínimos de qualidade de serviço e dos requisitos de demanda.

Já o OpEX está relacionado com os custos de manutenção e operação do sistema óptico. Logo, a redução desse parâmetro também requer diminuição da quantidade dos equipamentos e de dispositivos da rede, e o aumento da confiabilidade desses, além da redução no consumo de potência da rede, de tal forma que as despesas com operação e manutenção sejam menores.

Por fim, a capacidade dos sistemas ópticos pode ser aumentada explorando-se principalmente combinações das seguintes opções de flexibilidade nos parâmetros de transmissão:

- Transmissão de múltiplas portadoras (supercanais) [15, 16] com grade de canal flexível [17];
- Transmissão com taxa de símbolo variável [18, 19];
- Transmissão com formato de modulação variável [17, 20];
- Transmissão multimodo e/ou com multiplexação espacial [21];
- Aplicação de codificação de canal com FEC flexível [5, 22];

- Mitigação da interferência não-linear por processamento digital de sinal [23, 24, 25].

Dessa maneira, a investigação de cada uma das técnicas acima citadas tem sido consideravelmente importante para se dar continuidade ao aumento da capacidade dos sistemas ópticos.

## 1.2 Motivações e Revisão Bibliográfica

Para se reduzir tanto o CapEX quanto o OpEX das redes ópticas, torna-se importante o desenvolvimento de transceptores flexíveis [26] que sejam capazes de adaptar seus parâmetros de transmissão de acordo com as figuras de mérito do canal óptico e de acordo com os requisitos de demanda da rede. Em redes ópticas de longa distância, é muitas vezes necessário o emprego de regeneração opto-eletro-óptica (*optical-electro-optical* – OEO) para se recuperar o sinal transmitido com uma qualidade mínima necessária para posterior recepção ao final da rota. Esse procedimento de regeneração possui custo muito elevado [26], e deve ser evitado o quanto possível do ponto de vista econômico. Outra figura de mérito que agrega custo, mas de maneira mais secundária nas redes, é a quantidade de canais alocados, dado que para a transmissão de cada canal requerem-se transceptores dedicados. Assim, sob a perspectiva de custo, o ponto ótimo de operação de redes de longa distância é tal que deva minimizar a quantidade de regeneradores, e, se possível, também a quantidade de canais transmitidos sem penalizar a demanda de transmissão requerida.

Visando a esse propósito, busca-se constantemente a aproximação da capacidade do canal óptico para o limite de capacidade de Shannon, que é a máxima taxa de informação teórica que pode ser enviada de maneira confiável (sem erros) por um canal com ruído Gaussiano branco aditivo (*additive white gaussian noise* – AWGN) [8, 27]. Dessa maneira, deseja-se transmitir sinais com maior taxa de bits por segundo e com alcance livre de regeneração cada vez maior.

Sob esse ponto de vista, alguns trabalhos sugerem o desenvolvimento de redes elásticas, nas quais há a coexistência de canais com formatos de modulação e/ou taxas de símbolos variados [17, 20]. Contudo, essas redes possuem poucos graus de liberdade, devido às poucas possibilidades de combinações de formatos de modulação multinível e tamanhos de canal. Além disso, a variação da taxa de símbolo é limitada pelo estado-da-arte dos conversores analógico-digitais (*analog-to-digital converter* – ADC) e digital-analógicos (*digital-to-analog converter* – DAC), além de apresentar um desafio para a operação do sistema sem que ocorra reinicialização da transmissão ou perda de dados [18, 19].

Assim, considerando tanto as redes de longa distância atuais, as quais operam em sua grande maioria com sistema WDM, quanto as redes futuras, que tendem a trabalhar com supercanais, uma outra técnica recebe destaque: a codificação de canal de maneira flexível.

A codificação de canal consiste na adição de informação redundante na informação líquida a ser transmitida, com o objetivo de se reduzir a taxa de erro de bits (*bit error ratio* – BER) para uma dada relação sinal-ruído. Dessa forma, é possível se aproximar mais do limite de Shannon com a aplicação de FEC. A aplicação de FEC é bastante comum nos sistemas ópticos atuais, os quais trabalham tipicamente com FEC a uma taxa de código fixa. No entanto, de maneira semelhante à encontrada em sistemas de comunicação sem fio, a aplicação de FEC com taxa de código variável [28] é uma maneira interessante de aumentar a capacidade de transmissão e de dar flexibilidade para ela. A mudança de taxa de código sem a interrupção do sistema também apresenta um grande desafio para se implementar em transmissões em tempo real. No entanto, as inúmeras opções de valores de taxa de código permitem a flexibilização da relação de compromisso entre alcance e taxa líquida de transmissão com uma precisão mais refinada.

Quanto às distorções inerentes ao sistema óptico de comunicação, elas podem ser divididas basicamente em distorções lineares e não-lineares. As distorções lineares, como a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização (*polarization mode dispersion* – PMD), podem ser compensadas atualmente por equalizadores no receptor coerente, e não apresentam atualmente grandes limitações para a transmissão. No entanto, um dos fatores que mais limitam a capacidade dos sistemas ópticos atuais são os efeitos não-lineares da fibra [8, 29], oriundos principalmente da dependência do índice de refração da fibra com a potência do campo elétrico do sinal enviado (efeito Kerr [13]), o que causa degradação do sinal com o aumento da potência de transmissão. A compensação desses efeitos não-lineares requer a implementação de técnicas de elevada complexidade computacional, principalmente pelo método de Contra-Propagação Digital (*Digital Back-Propagation*– DBP) [23], que é capaz de mitigar os efeitos não-lineares intra-canal. No entanto, as não-linearidades inter-canal não podem ser compensadas por esses métodos. Logo, o grande desafio dessa técnica de compensação é a relação de compromisso entre desempenho, complexidade de implementação e latência de processamento. Assim, a estimação da potência de interferência não-linear presente nos sistemas ópticos é uma tarefa importante na escolha do ponto de operação do sistema de transmissão de uma rede. Nesse contexto, o modelo Gaussiano de interferência não-linear, conhecido como modelo de ruído Gaussiano (*Gaussian Noise* – GN) [12], tem se mostrado como uma alternativa interessante na estimação dos efeitos não-lineares

em sistemas sem compensação óptica de dispersão cromática, nos quais a interferência não-linear apresenta propriedades Gaussianas. A precisão desse modelo é considerável [30], e a sua complexidade computacional é muito menor do que a requerida pelos métodos de resolução numérica da equação não-linear de Schrödinger ou de Manakov [8, 31].

### 1.3 Contribuições e Organização do Trabalho

Com o objetivo de se reduzir o custo da capacidade por distância de redes ópticas de longo alcance, este trabalho propõe a implementação de transceptores de taxa de código variável em redes WDM. Essa proposta tem potencial para reduzir o custo de redes ópticas de três maneiras: primeiro, por meio do CapEX, devido à economia na quantidade de transceptores requeridos; segundo, por meio do OpEX, já que a menor quantidade de transceptores pode se refletir em menores custos com manutenção e operação destes; e terceiro, por meio da aproximação da capacidade de Shannon. Com relação ao CapEX e ao OpEX, vale ressaltar que a mera redução da quantidade de equipamentos da rede – no caso, de transceptores de taxa de código variável, ao invés de transceptores de taxa de código fixa – não garante a redução dessas despesas. Para isso ocorrer, o valor econômico agregado de cada novo transceptor não deve exceder um certo limite com relação ao valor comercial do transceptor tradicional.

As contribuições deste trabalho estão divididas em duas grandes partes. Na primeira, é descrito o modelamento do canal óptico. Nessa parte, foi utilizado o modelo de ruído não-linear Gaussiano [12] e os limites teóricos de teoria da informação e codificação [8] para se estimar a relação de compromisso entre capacidade de transmissão e alcance para sistemas sem compensação óptica de dispersão cromática.

Na segunda parte, apresenta-se a proposta do transceptor de taxa de código variável e avalia-se o seu desempenho em um simulador de rede WDM para três topologias diferentes para a banda-C. Nesse momento, utilizam-se as figuras de mérito de custo, de capacidade e de sobrevivência de rede para se avaliar o impacto da tecnologia proposta.

A seguir, o trabalho está organizado da seguinte forma: o Capítulo 2 trata dos principais conceitos de teoria da informação necessários para a estimação da capacidade de um canal de comunicação. Nesse capítulo, considera-se um modelo de canal AWGN com entrada discreta e saída contínua. O Capítulo 3 discorre sobre as principais limitações dos sistemas ópticos com detecção coerente, e descreve as principais degradações desses sistemas. No Capítulo 4, a interferência não-linear é discutida com maior detalhamento. Nesse capítulo, é apresentado um modelo analítico de estimação desse tipo de interferência em sistemas sem compensação óptica de dispersão cromática.

Após a descrição dos fenômenos de transmissão de sistemas ópticos coerentes, o

Capítulo 5 apresenta os transceptores de taxa de código variável, que têm por objetivo reduzir os custos das redes a partir da granularidade dos pontos de operação com diversas taxas de código. No Capítulo 6, é mostrado o cenário de rede a ser utilizado como base para o estudo do custo de redes com transceptores tradicionais (taxa de código fixa) e com os propostos (taxa de código variável), e os respectivos resultados obtidos. Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões deste trabalho e propõe sugestões de trabalhos futuros.



## Capítulo 2 Fundamentos de Teoria da Informação

Este capítulo descreve os aspectos fundamentais relacionados à estimação da capacidade de um canal de comunicação. Em especial, será dado enfoque ao canal de entrada discreta e saída contínua, que corresponde a sistemas de transmissão com modulação multinível e com a presença de código corretor de erro de decisão suave. As capacidades estimadas neste capítulo serão aplicadas nos capítulos seguintes para a análise de canais ópticos com ruído AWG, com transmissão monomodo e multiplexação de polarização, em sistemas sem compensação óptica de dispersão cromática. Para canais ópticos com múltiplos modos de propagação e/ou com múltiplos núcleos, a capacidade pode ser significativamente aumentada [21, 32]. No entanto, essas opções não fazem parte do escopo deste trabalho. Por fim, este capítulo apresentará uma breve descrição dos conceitos básicos relativos à codificação de canal, além de um rápido histórico da evolução do FEC nas comunicações ópticas.

### 2.1 Capacidade de Canal

O objetivo desta seção é calcular a capacidade de transmissão de um canal sem memória com entrada discreta e saída contínua, que equivale a um canal com código corretor de erro de decisão suave [8, 31]. Antes de se demonstrar o cálculo da capacidade, são necessárias algumas definições relacionadas à teoria da informação.

Inicialmente pressupõe-se um canal com entrada e saída discretas, que é equivalente a um canal com decisão abrupta. Esse canal é ilustrado na Figura 2.1, que, por simplificação, considera o caso em que os alfabetos de entrada ( $A_X$ ) e de saída ( $B_Y$ ) do canal possuem mesmo tamanho, igual a  $M$  [4]. Posteriormente, o resultado obtido será estendido para o canal de decisão suave.

A primeira grandeza a ser definida é a entropia da fonte,  $H(X)$ , que mede a quantidade de incerteza acerca do canal antes da observação da sua saída. Seu valor é calculado por [33]:

$$H(X) = \sum_{k=1}^M \Pr_X(x_k) \log_2 \left( \frac{1}{\Pr_X(x_k)} \right), \quad (2.1)$$

em que  $\Pr_X(x_k)$  é a probabilidade de se enviar o símbolo  $x_k$ , e  $X$  é a variável aleatória do símbolo transmitido.

Outra grandeza importante é a entropia condicional média  $H(X|Y)$ , que mede o grau de incerteza da entrada do canal após a obtenção da informação da sua saída. Ou

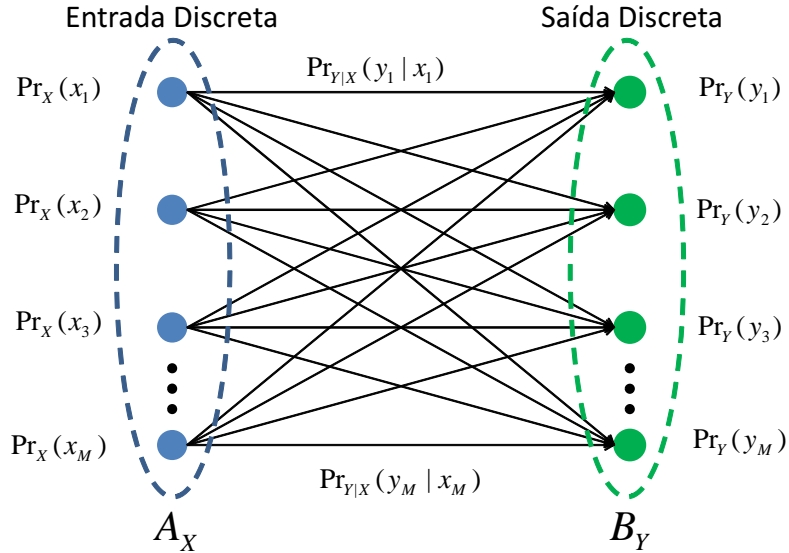


Figura 2.1: Probabilidades envolvidas em um canal sem memória e de decisão abrupta.

seja,  $H(X|Y)$  se refere à informação indesejada devido ao ruído do canal. Assim:

$$H(X|Y) = \sum_{l=1}^M \sum_{k=1}^M \Pr_{XY}(x_k, y_l) \log_2 \left( \frac{1}{\Pr_{X|Y}(x_k|y_l)} \right), \quad (2.2)$$

em que  $Y$  é a variável aleatória do símbolo recebido;  $\Pr_{XY}(x_k, y_l)$  é a probabilidade conjunta de que os símbolos enviado e recebido sejam iguais a  $x_k$  e  $y_l$ , respectivamente; e  $\Pr_{X|Y}(x_k|y_l)$  é a probabilidade condicional de que, dado que o símbolo recebido seja igual a  $y_l$ , o símbolo enviado seja igual a  $x_k$ .

A quantidade de incerteza sobre a fonte que resta após se observar a saída do canal é chamada de informação mútua. A partir das definições das entropias, a informação mútua  $I(X; Y)$  entre a fonte e o receptor é dada por [33]

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y) = H(Y) - H(Y|X), \quad (2.3)$$

em que a entropia condicional  $H(Y|X)$  representa a quantidade de informação perdida no canal, e  $H(Y)$  é a entropia de saída do canal. A Figura 2.2 apresenta graficamente o significado das entropias de um canal de comunicação.

Substituindo as Equações 2.1 e 2.2 na Equação 2.3, verifica-se que

$$I(X; Y) = \sum_{k=1}^M \Pr_X(x_k) \log_2 \left( \frac{1}{\Pr_X(x_k)} \right) - \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M \Pr_{XY}(x_k, y_l) \log_2 \left( \frac{1}{\Pr_{X|Y}(x_k|y_l)} \right). \quad (2.4)$$

Pela Lei da Probabilidade Total [34] e pela Regra de Bayes [8], tem-se que

$$\Pr_X(x_k) = \sum_{l=1}^M \Pr_{X|Y}(x_k|y_l) \Pr(y_l) = \sum_{l=1}^M \Pr_{XY}(x_k, y_l). \quad (2.5)$$

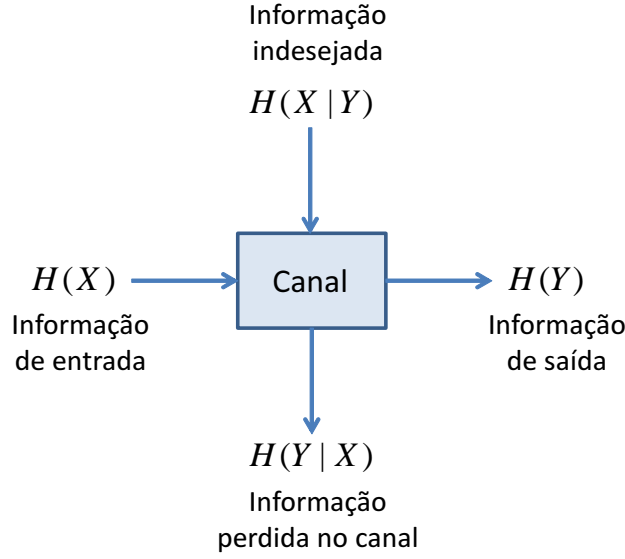


Figura 2.2: Entropias presentes em um canal de comunicação. Adaptado de [3].

Substituindo a Equação 2.5 na Equação 2.4, chega-se a

$$I(X; Y) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M \Pr_{XY}(x_k, y_l) \log_2 \left( \frac{\Pr_{X|Y}(x_k|y_l)}{\Pr_X(x_k)} \right). \quad (2.6)$$

Na estimação da capacidade de um canal, geralmente tem-se conhecimento da distribuição dos símbolos enviados e da função de verossimilhança do canal, representada pela probabilidade condicional  $\Pr_{Y|X}(y_l, x_k)$ . Ainda pela Regra de Bayes, pode-se encontrar a probabilidade conjunta por

$$\Pr_{XY}(x_k, y_l) = \Pr_X(x_k) \Pr_{Y|X}(y_l|x_k), \quad (2.7)$$

e a probabilidade condicional de  $x_k$  dado  $y_l$  por

$$\Pr_{X|Y}(x_k|y_l) = \Pr_{Y|X}(y_l|x_k) \frac{\Pr_X(x_k)}{\Pr_Y(y_l)} = \Pr_{Y|X}(y_l|x_k) \frac{\Pr_X(x_k)}{\sum_{k=1}^M \Pr_X(x_k) \Pr_{Y|X}(y_l|x_k)}. \quad (2.8)$$

Aplicando as Equações 2.7 e 2.8 na Equação 2.6, encontra-se que

$$I(X; Y) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M \Pr_X(x_k) \Pr_{Y|X}(y_l|x_k) \log_2 \left( \frac{\Pr_{Y|X}(y_l|x_k)}{\sum_{k=1}^M \Pr_X(x_k) \Pr_{Y|X}(y_l|x_k)} \right). \quad (2.9)$$

Conhecendo a informação mútua, define-se a capacidade  $C$  de um canal por [33]

$$C = \max_{\Pr_X(x)} I(X; Y) = \max_{\Pr_X(x)} \left\{ \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M \Pr_X(x_k) \Pr_{Y|X}(y_l|x_k) \log_2 \left( \frac{\Pr_{Y|X}(y_l|x_k)}{\sum_{k=1}^M \Pr_X(x_k) \Pr_{Y|X}(y_l|x_k)} \right) \right\}, \quad (2.10)$$

em que a função  $\max_{\Pr_X(x)} I(X; Y)$  avalia a capacidade para a distribuição  $\Pr_X(x)$  que maximiza a informação mútua [33].

Considerando que o estado-da-arte dos transceptores ópticos emprega códigos corretores de erro com decisão suave [35, 36], o canal de interesse deste trabalho é o de entrada discreta e saída contínua, ilustrado na Figura 2.3 . Assim, a operação de somatório relacionada ao conjunto dos símbolos recebidos é substituída por uma integral com relação à variável  $y$ , e as distribuições discretas  $\Pr_{Y|X}(y_l|x_k)$  são substituídas pelas distribuições de densidade de probabilidade  $\text{pr}_{Y|X}(y|x_k)$ . Dessa forma,

$$C = \max_{\Pr_X(x)} \left\{ \sum_{k=1}^M \Pr_X(x_k) \int_{y=-\infty}^{\infty} \text{pr}_{Y|X}(y|x_k) \log_2 \left( \frac{\text{pr}_{Y|X}(y|x_k)}{\sum_{k=1}^M \Pr_X(x_k) \text{pr}_{Y|X}(y|x_k)} \right) dy \right\}, \quad (2.11)$$

em que  $\text{pr}_{Y|X}(y|x_k)$  é a função de densidade de probabilidade (*probability density function* – PDF) do canal.

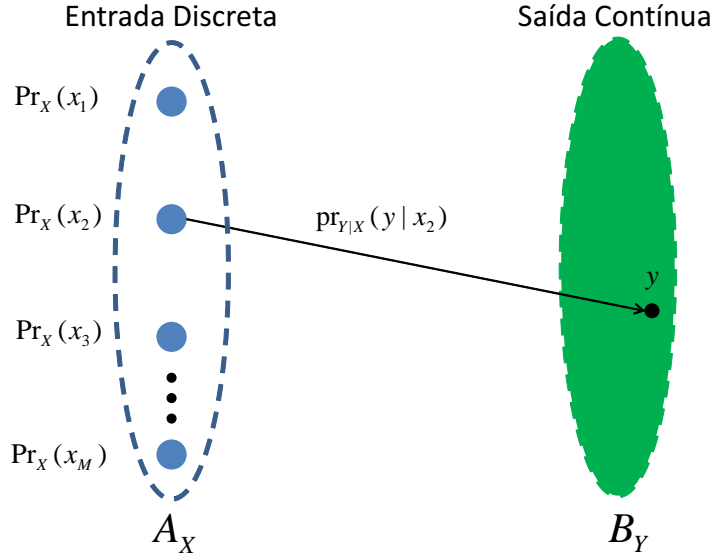


Figura 2.3: Probabilidades e distribuições de probabilidades envolvidas em um canal sem memória e de decisão suave.

A distribuição ideal  $\Pr_X(x)$  que maximiza a informação mútua para canais AWGN é a distribuição Gaussiana com infinitos elementos no conjunto de símbolos enviados [8, 27]. Nesse caso, a capacidade é igual a

$$C_{\text{Shannon}} = \log_2(1 + \text{SNR}), \quad (2.12)$$

em que SNR é a relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio* – SNR) por símbolo do sinal transmitido.

As seguintes seções deste capítulo servirão de base para a caracterização do canal óptico, nos Capítulos 3 e 4, de modo que todos os parâmetros requeridos para o cálculo da sua capacidade, pela Equação 2.11, sejam definidos.

## 2.2 Capacidade para Formatos de Modulação Multinível

Os próximos capítulos mostrarão que, sob certas condições, o canal óptico pode ser aproximado por um canal AWGN com entrada discreta e saída contínua. Logo, a sua PDF é dada por [8]

$$\Pr_{Y|X}(y|x_k) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{|y-x_k|^2}{2\sigma^2}}, \quad (2.13)$$

em que  $\sigma^2$  é a variância total do ruído.

Dois tipos de distribuição  $\Pr_X(x)$  serão utilizadas neste trabalho. A primeira, como de costume em grande parte da literatura [4], pressupõe distribuição uniforme da entrada do canal. Ou seja, dada uma constelação com  $M$  símbolos, a probabilidade de envio de um símbolo  $x_k \in A_X$  é igual a

$$\Pr_X(x_k) = \frac{1}{M}, k \in \{1, 2, \dots, M\}. \quad (2.14)$$

A segunda distribuição  $\Pr_X(x)$  aplicada na estimação da capacidade de canal é chamada de *distribuição de Maxwell-Boltzmann*, que dá origem à técnica de conformação probabilística (*probabilistic shaping* – PS) [37, 38]. Como mostrado por Shannon [8, 27], a distribuição dos símbolos enviados que maximiza a informação mútua de um canal AWGN é uma PDF Gaussiana, ilustrada na Figura 2.4. Dessa forma, baseado na energia dos símbolos de um dado formato de modulação, essa distribuição realiza um conformação probabilística na constelação, de forma que símbolos com menor energia possuem maior probabilidade de serem enviados. O esquema correspondente de modulação codificada (*coded modulation* – CM) [3, 38] necessário para o mapeamento dos bits em símbolos não faz parte do escopo deste trabalho. No entanto, detalhes da implementação da conformação probabilística podem ser verificados em [37, 39].

Uma outra abordagem comumente utilizada para se aproximar do limite de Shannon é caracterizada pela técnica de conformação geométrica (*geometric shaping* – GS) [3, 8, 40]. Essa proposta, que não foi adotada neste trabalho, baseia-se na adaptação de posição dos símbolos de uma constelação  $M$ -ária, de forma que ela se aproxime de uma distribuição Gaussiana, para o caso de ruído AWG.

A distribuição de Maxwell-Boltzmann é definida por[37]

$$\Pr_X(x_k) = \frac{1}{\sum_{l=1}^M e^{-\mu|x_l|^2}} e^{-\mu|x_k|^2}, \mu \geq 0, \quad (2.15)$$

em que o parâmetro  $\mu$  deve ser otimizado para cada valor de SNR. Dessa forma, a probabilidade de transmissão de cada símbolo tem uma relação inversa com a sua energia. Assim, símbolos mais internos à constelação são mais prováveis de serem enviados, como na distribuição Gaussiana. A Figura 2.5 mostra um exemplo do comportamento

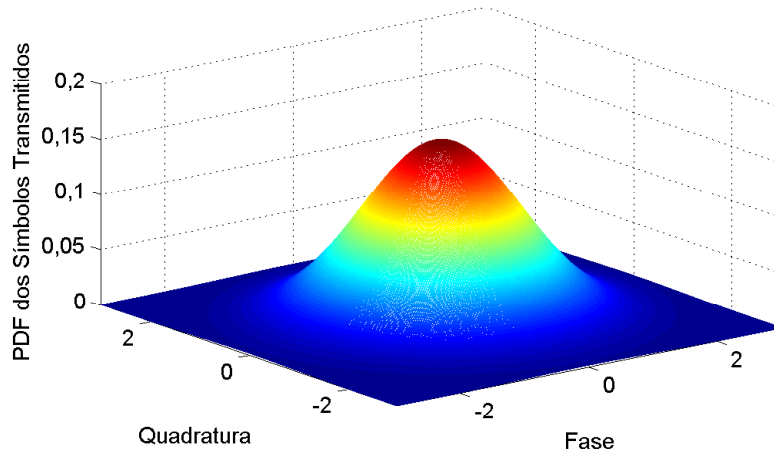


Figura 2.4: PDF de uma constelação ideal para atingir o limite de Shannon em um canal AWGN: constelação com infinitos símbolos distribuídos de forma Gaussiana.

da informação mútua de uma constelação com modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* – QAM) de 16 níveis com o  $\mu$ , para alguns valores de SNR. Para SNR elevadas, o valor de  $\mu$  que maximiza a informação mútua tende a diminuir, fazendo com que a distribuição de entrada seja aproximadamente equiprovável.

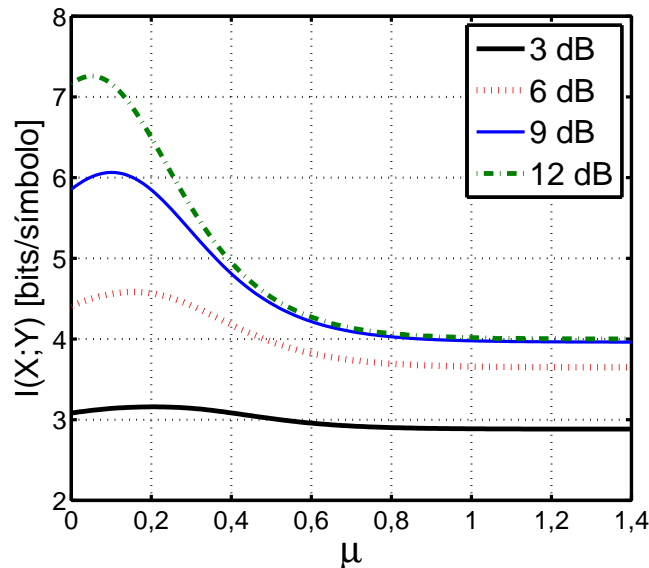


Figura 2.5: Informação mútua *versus*  $\mu$  para diferentes valores de SNR para modulação 16QAM com conformação probabilística.

Baseado nesses resultados, a Figura 2.6 destaca os valores ótimos de  $\mu$  para cada SNR. Verifica-se novamente que, para SNR altas, o valor de  $\mu$  é bastante pequeno ( $\mu \approx 0$ ), fazendo com que a distribuição da Equação 2.15 seja aproximadamente equiprovável. Em contrapartida, para relações sinal-ruído menores que 6 dB, o  $\mu$  ótimo é

Tabela 2.1: Comparação entre distribuições *a priori* uniforme e PS para 16QAM , com SNR = 12 dB

Subconjunto 16QAM	Energia ( $ x_k ^2$ )	$\Pr_X(x_k)$ (Uniforme)	$\Pr_X(x_k)$ (PS)
$\{\pm 1 \pm 1i\}$	2	0,0625	0,0896
$\{\pm 1 \pm 3i\}$	10	0,0625	0,0601
$\{\pm 3 \pm 1i\}$	10	0,0625	0,0601
$\{\pm 3 \pm 3i\}$	18	0,0625	0,0403

maior que 0,15.

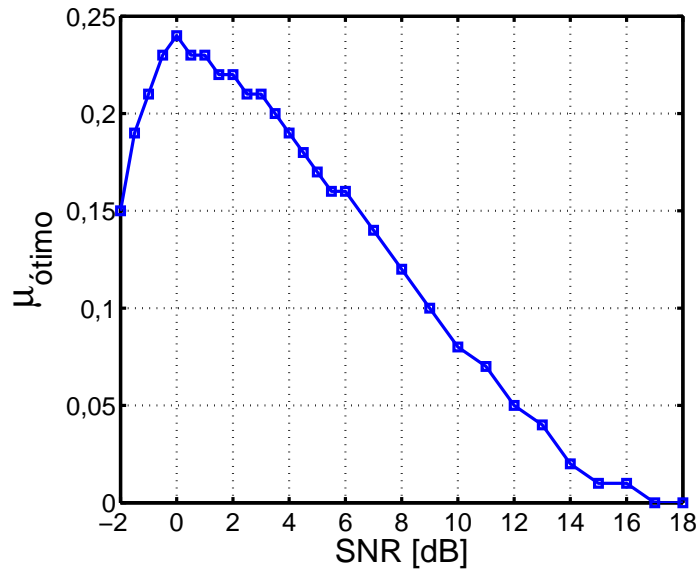


Figura 2.6:  $\mu$  ótimo (que maximiza a informação mútua) *versus* SNR para modulação 16QAM com conformação probabilística.

A Tabela 2.1 exemplifica a diferença entre as distribuições *a priori* de duas constelações 16QAM com e sem a técnica de conformação probabilística. Confirma-se pela tabela que, no caso da transmissão com PS, símbolos com maior energia possuem menor prioridade de transmissão, diferentemente do caso de transmissão com distribuição uniforme, que não faz distinção numérica para as probabilidades de quaisquer dos 16 símbolos.

As Figuras 2.7 e 2.8 mostram as diferenças nas constelações normalizadas 16QAM e 64QAM com distribuição uniforme e com PS, após a transmissão do sinal por um canal com ruído AWG, apenas. Pode-se verificar nas constelações com conformação probabilística (Figuras 2.7(b) e 2.8(b) ) que a densidade de pontos da constelação cresce conforme a amplitude deles se reduz.

Para completar a caracterização da capacidade do canal, falta determinar quais

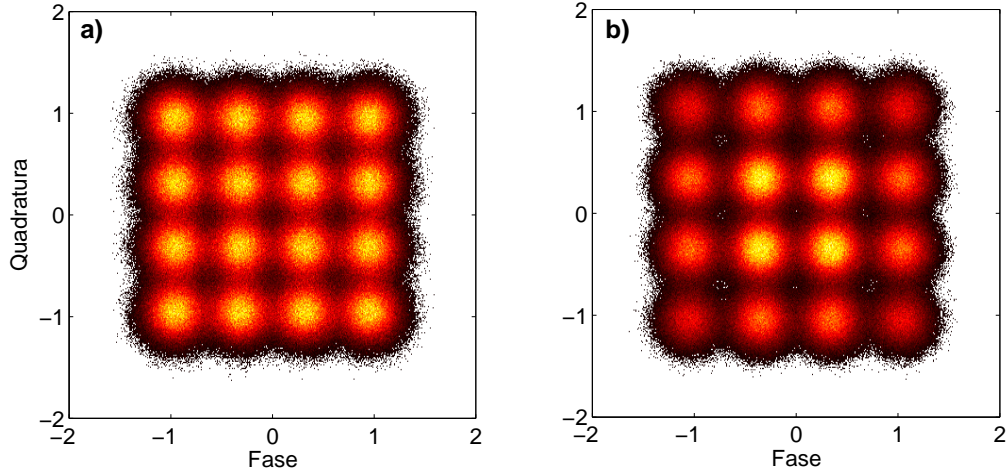


Figura 2.7: Constelações 16QAM, com energia média unitária, recebidas após transmissão por canal AWGN com SNR = 12 dB. (a) 16QAM com distribuição uniforme; (b) 16QAM com conformação probabilística.

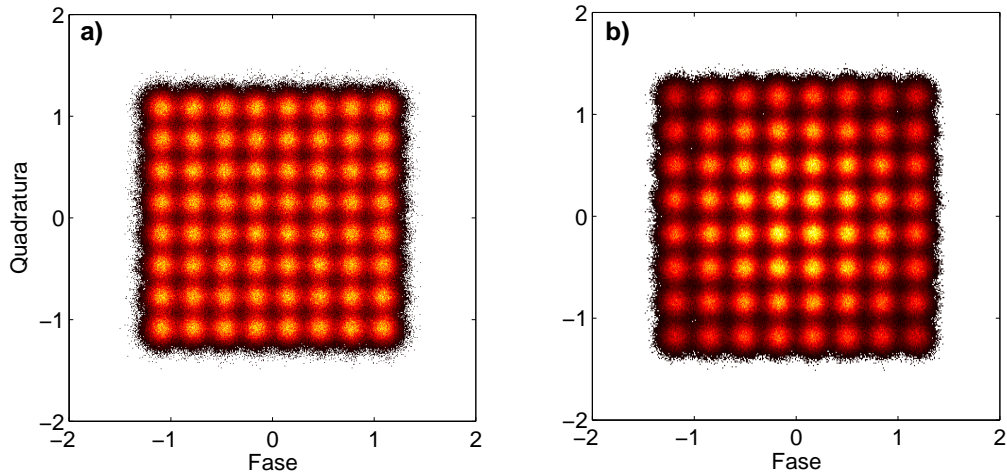


Figura 2.8: Constelações 64QAM, com energia média unitária, recebidas após transmissão por canal AWGN com SNR = 18 dB. (a) 64QAM com distribuição uniforme; (b) 64QAM com conformação probabilística.

constelações serão avaliadas. Considerando a recente evolução apresentada pelos receptores coerentes, consideram-se neste trabalho três formatos de modulação: QPSK, 16QAM e 64QAM, todos com multiplexação de polarização. A metodologia de análise para o cálculo das capacidades para cada constelação/distribuição de entrada foi a seguinte:

1. Define-se a relação sinal-ruído (por símbolo) por

$$\text{SNR} = \frac{E(|x_k|^2)}{2\sigma^2}, k \in \{1, 2, \dots, M\}, \quad (2.16)$$

em que  $E(|x_k|^2)$  representa a energia média dos símbolos transmitidos.



2. Consideram-se constelações com energia média normalizada (*i.e.*,  $E(|x_k|^2) = 1$ ). Logo, para cada valor de SNR, calcula-se pela Equação 2.16 o valor correspondente de  $\sigma^2$ .
3. Caso a distribuição de entrada seja equiprovável,  $\Pr_X(x) = 1/M$ . Caso contrário, para cada SNR estima-se o valor ótimo de  $\mu$  que caracteriza a distribuição de conformação probabilística  $\Pr_X(x)$  da Equação 2.15.
4. Como as constelações de entrada possuem componentes em fase e em quadratura, a PDF exata do canal AWGN é dada por

$$\Pr_{Y|X}(y|x_k) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}[(y^I - x_k^I)^2 + (y^Q - x_k^Q)^2]}, \quad (2.17)$$

em que  $x_k^I$  e  $x_k^Q$  são as componentes em fase e em quadratura do símbolo transmitido  $x_k$ , e  $y^I$  e  $y^Q$  são as componentes em fase e em quadratura do símbolo recebido.

5. Finalmente, a capacidade é calculada por métodos de integração numérica pela Equação 2.11, multiplicada por um fator de 2 devido ao efeito da multiplexação de polarização.

A Figura 2.9 apresenta o resultado das capacidades obtidas considerando as modulações PM-QPSK, PM-16QAM e PM-64QAM, com distribuições uniformes e com conformação probabilística. A técnica de conformação probabilística não pôde ser aplicada para o formato PM-QPSK, já que na sua constelação todos os símbolos transmitidos possuem mesma energia. O limite de Shannon (curva PM-Gaussiana), também para a condição de multiplexação de polarização, foi calculado por  $C_{\text{Shannon}} = 2 \cdot \log_2(1 + \text{SNR})$  [8].

Para a modulação PM-16QAM, o ganho em capacidade provido pela distribuição PS é bastante pequeno e está basicamente limitado para SNRs entre 8 dB e 10 dB. Para o formato 64QAM o ganho é mais expressivo, principalmente na região entre 10 dB e 16 dB. Para constelações de maior ordem, *e.g.*, 256QAM, esperam-se ganhos cada vez maiores com a técnica de conformação probabilística, pois mais próximo de uma distribuição Gaussiana torna-se a distribuição  $\Pr_X(x)$ .

### 2.3 Codificação de Canal

A codificação de canal consiste na adição de informação redundante à mensagem transmitida (codificação), de maneira que o receptor tenha condições de detectar e/ou corrigir os erros (decodificação) inseridos pelo canal com maior eficiência. Os principais objetivos da aplicação dessa técnica são:

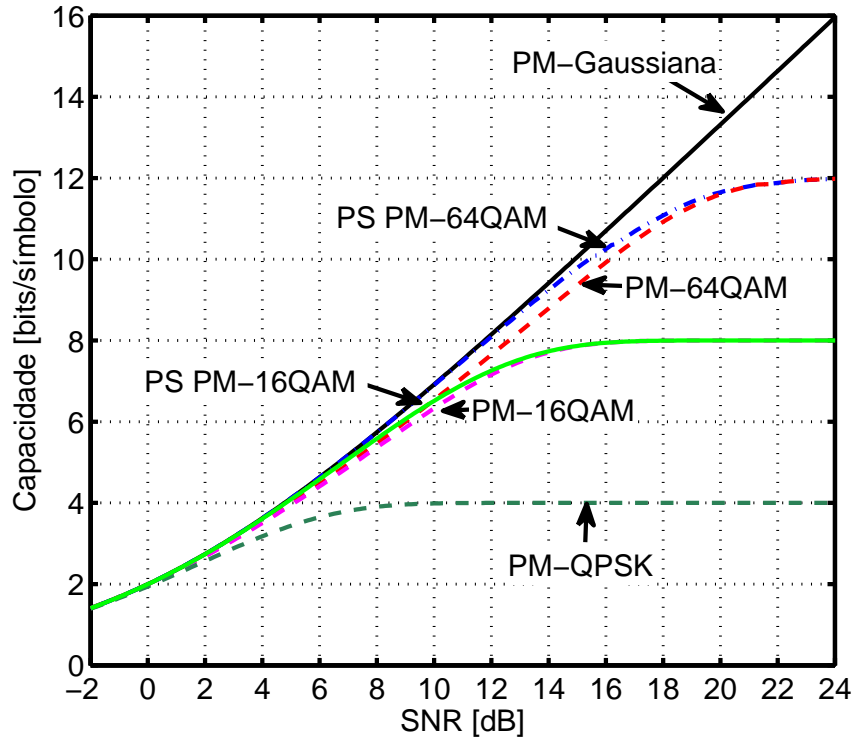


Figura 2.9: Capacidade *versus* SNR para diversos formatos de modulação PM- $M$ -QAM, considerando canal AWGN.

1. Para uma dada SNR, reduzir a taxa de erro de bit. Ou, de forma equivalente, atingir uma certa BER alvo, com uma menor SNR;
2. Aproximar-se da capacidade de transmissão do canal.

A aplicação da codificação de canal se dá de três formas [3]:

1. Detecção de Erro

Nessa situação, os códigos apenas sinalizam a ocorrência de erro, sem corrigi-los. Um exemplo de aplicação está presente nos sistemas que empregam requisição automática de repetição (*automatic repeat request* – ARQ) de transmissão. Nesses sistemas, ao se detectarem erros, o receptor solicita que o transmissor retransmita a mensagem sinalizada.

2. Correção de Erros

Nesse caso, aplicam-se as técnicas de correções de erro durante o processo de decodificação.

3. Detecção e Correção de Erros

Aplicação típica dos sistemas híbridos de requisição de transmissão (*hybrid automatic repeat request* – HARQ).

Como o processo de detecção de erros e retransmissão de mensagens adiciona certa latência à comunicação, esse tipo de projeto não é compatível com os requisitos dos sistemas de comunicação óptica, que requerem altas taxas de transmissão aliadas a baixas latências. Assim, o foco desta seção está na descrição dos conceitos básicos dos códigos corretores de erro e na sua relação com a evolução das comunicações ópticas.

### 2.3.1 FEC – Conceitos Básicos

Todos os códigos corretores de erro (inclusive os códigos convolucionais) podem ser modelados matematicamente como códigos de bloco  $(N, K)$  [33]. Assim, para cada palavra-mensagem de  $K$  bits, adicionam-se  $N - K$  bits de redundância referentes ao FEC, formando palavras-código de  $N$  bits. Dessa maneira, pode-se definir a taxa de código  $R$  por [33]

$$R = \frac{K}{N}, \quad (2.18)$$

e a parcela correspondente de redundância (*overhead*) OH, por

$$\text{OH} = \frac{N - K}{K} = \frac{1}{R} - 1 = 100 \cdot \left( \frac{1}{R} - 1 \right) [\%]. \quad (2.19)$$

Os algoritmos de decodificação dependem do código corretor de erro que é empregado. De maneira geral, pode-se dividir o tipo de decodificação em duas grandes classes: decodificação de decisão abrupta e decodificação de decisão suave. A primeira classe é caracterizada por realizar decodificações baseadas no critério da distância de Hamming [33] entre a palavra código estimada e o conjunto das  $2^K$  palavras-código possíveis. Além disso, nessa classe de códigos a demodulação é realizada com base em um limiar de decisão que delimita a fronteira entre os bits 0 e 1. Já no caso suave, a decodificação é realizada conjuntamente com a demodulação baseada na distância Euclidiana dos símbolos recebidos, sendo que se utilizam critérios de níveis de confiabilidade e medidas estatísticas para se determinar com maior precisão a estimativa de mensagem transmitida.

Para se mensurar o desempenho do código corretor de erro, costuma-se utilizar como figura de mérito o ganho líquido de código (*net coding gain* – NCG). Para uma certa BER de referência, o NCG é calculado pela diferença entre as SNRs requeridas com e sem codificação, acrescentada de uma penalidade igual a  $10\log(R)$ , referente a perda de parte de informação útil, que dá lugar à bits de redundância. Matematicamente, o

NCG é expresso por [36]

$$\text{NCG} = 20\log [\text{erfc}^{-1}(2\text{BER}_{\text{out}})] - 20\log [\text{erfc}^{-1}(2\text{BER}_{\text{in}})] + 10\log R, \quad (2.20)$$

em que  $\text{BER}_{\text{in}}$  é a máxima BER obtida, sem codificação, para um sinal que, caso seja enviado para o decodificador FEC, apresente na saída uma certa  $\text{BER}_{\text{out}} \ll \text{BER}_{\text{in}}$ . Ademais,  $\text{erfc}(\cdot)$  é a função erro complementar, definida por [41]

$$\text{erfc}(a) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_a^{\infty} e^{-b^2} db. \quad (2.21)$$

Em termos práticos o NCG em sistemas ópticos pode ser calculado pelo ganho de codificação obtido para uma  $\text{BER}_{\text{out}}$  igual a  $10^{-15}$ , somado ao fator  $10\log(R)$ . Essa taxa de erro de bit é o valor pós-FEC requerido pela maior parte dos sistemas ópticos de comunicação atuais. Por exemplo, para o formato de modulação PM-QPSK, a relação teórica – sem FEC – entre  $\text{BER}_{\text{out}}$  e SNR é dada por [30]

$$\text{BER}_{\text{PM-QPSK}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\text{SNR}/2} \right). \quad (2.22)$$

Dessa maneira, a SNR pré-FEC requerida para a BER de  $10^{-15}$  é igual a 18 dB, aproximadamente, para a modulação PM-QPSK. Já a SNR requerida, com codificação ideal, para  $\text{BER}_{\text{out}} = 10^{-15} \approx 0$  depende da taxa de código, e pode ser depreendida pelas curvas de capacidade da Figura 2.9, da seguinte maneira. Os valores máximos de capacidade para cada formato de modulação, iguais a  $2 \cdot \log_2(M)$ , correspondem à capacidade bruta do canal, ou seja, correspondente à transmissão de informação líquida e de informação referente ao FEC. Cada valor de capacidade das curvas se refere ao valor líquido de capacidade. Por exemplo, para 7% de redundância, a capacidade líquida do formato PM-QPSK é igual a  $4/(1 + 7/100) = 3,7$  bits/símbolo. De acordo com a Figura 2.9, a SNR requerida, com codificação ideal, para a transmissão dessa informação é igual a 6,5 dB, aproximadamente. Dessa maneira, o ganho líquido de código para 7% de redundância para um código ideal de decisão suave, relacionado à modulação PM-QPSK, é igual a  $18 - 6,5 + 10 \cdot \log(1/1,07) = 11,2$  dB. A Tabela 2.2 exemplifica as diferenças típicas entre os limites de Shannon de NCG para decisão abrupta e suave para alguns valores de redundância comuns em sistemas ópticos.

Como o foco deste trabalho está nos sistemas FEC mais modernos (decisão suave), estimou-se a partir da Figura 2.9 e da Equação 2.22 a relação entre NCG e porcentagem de redundância no limite de Shannon, ilustrado na Figura 2.10, para modulação PM-QPSK. Dessa forma, para cada valor de redundância, existem códigos corretores de erro com NCG limitado superiormente pelos valores da Figura 2.10. A diferença, em decibels, entre o NCG teórico e o obtido por um certo código será tratada neste trabalho pela expressão *penalidade de codificação*.

Tabela 2.2: Comparação entre os limites de Shannon do ganho líquido de codificação com decisão abrupta e suave, para modulação PM-QPSK [2]

OH	$NCG_{\text{abrupto}}$	$NCG_{\text{suave}}$	$NCG_{\text{suave}} - NCG_{\text{abrupto}}$
7%	10,00 dB	11,20 dB	1,20 dB
15%	10,95 dB	12,20 dB	1,25 dB
25%	11,60 dB	12,90 dB	1,30 dB

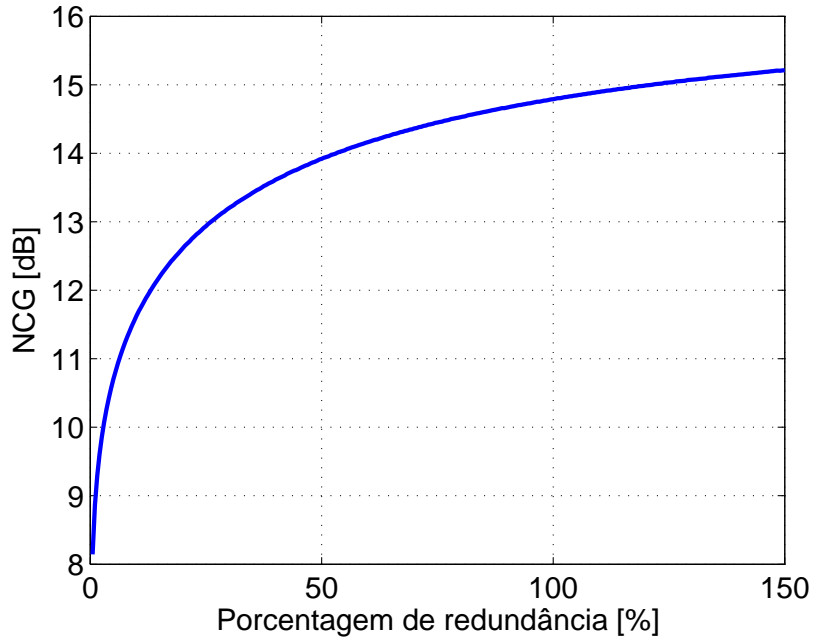


Figura 2.10: Máximo valor teórico do ganho líquido de código corretor de erro com decisão suave, para modulação PM-QPSK.

A partir da Figura 2.9, pode-se calcular a taxa líquida de transmissão por

$$R_b = R_s C = \frac{2R_s \log_2(M)}{1 + \text{OH}}, \quad (2.23)$$

em que  $R_s$  é a taxa de símbolo do sistema.

A partir da Equação 2.23, pode-se definir a eficiência espectral (*spectral efficiency* – SE) por [4]:

$$\text{SE} = \frac{R_b}{\Delta f} = \frac{R_s C}{\Delta f} = \frac{2R_s \log_2(M)}{\Delta f(1 + \text{OH})}, \quad (2.24)$$

em que  $\Delta f$  é o valor espectral do espaçamento entre canais.

### 2.3.2 FEC em Comunicações Ópticas

Os sistemas ópticos de comunicação passaram a incluir gradualmente a codificação de canal em suas tecnologias de transmissão, com o intuito de se conseguir taxas de erro pós-FEC entre  $10^{-12}$  e  $10^{-15}$ . As gerações de FEC para sistemas ópticos evoluíram da seguinte forma: a primeira geração surgiu na década de 1990, e aplicava códigos Reed-Solomon, com decisão abrupta e redundância de aproximadamente 7% [8, 36]. A taxa de erro pré-FEC requerida nessa geração era em torno de  $6 \cdot 10^{-5}$ ; a segunda geração, a partir de 2000, evoluiu para a codificação/decodificação de canal feita por dois códigos em cascata, dando origem às combinações de códigos concatenados, ainda de decisão abrupta. Tipicamente, utilizavam-se combinações entre códigos Reed-Solomon, BCH ou Hamming. Nessa geração, a BER pré-FEC estava em torno de  $3,8 \cdot 10^{-3}$ . Por fim, a terceira geração é caracterizada pela utilização de códigos iterativos e de decisão suave, como os códigos Turbo e o LDPC [36]. Essa última geração também é marcada pela utilização de maiores porcentagens de redundância (tipicamente até 25%) e pelo aumento da BER pré-FEC requerida para taxas da ordem de  $10^{-2}$ .

Dessa maneira, com a evolução das comunicações ópticas ao longo dessas três gerações, verificaram-se aumentos significativos nos desempenhos dos esquemas de codificação e na complexidade computacional dos codificadores/decodificadores propostos para sistemas ópticos. A Tabela 2.3 mostra um resumo das características das gerações de códigos corretores de erro, em que os desempenhos estão mensurados em termos dos valores típicos de NCG para cada geração de FEC.

Tabela 2.3: Gerações de códigos corretores de erro para sistemas ópticos [3]

Geração FEC	OH	Decisão	Tipos de códigos	NCG [dB]
1 <sup>a</sup>	7%	Abrupta	RS, BCH	até 6 dB
2 <sup>a</sup>	7%	Abrupta	RS + BCH	até 10 dB
3 <sup>a</sup>	20%	Suave	Turbo, LDPC	acima de 10 dB

## 2.4 Conclusão

Este capítulo apresentou o modelo de canal de comunicação a ser estudado neste trabalho: canal AWGN de entrada discreta e saída contínua com multiplexação de polarização, para transmissão monomodo. Consideraram-se dois tipos de distribuições para os símbolos enviados: distribuição uniforme e distribuição com conformação probabilística. A Figura 2.9 sumariza as estimativas de capacidade para alguns formatos

de modulação do tipo PM- $M$ -QAM. Ao final do capítulo, foi apresentado um breve panorama da evolução da codificação de canal para sistemas ópticos, assim como o desempenho geral de cada geração. Os resultados desse capítulo serão aplicados posteriormente na caracterização do canal óptico considerado no trabalho.

## Capítulo 3 Caracterização do Canal Óptico

Este capítulo descreve as principais propriedades físicas do canal óptico de comunicação, em especial da fibra monomodo padrão, que é o canal de interesse das aplicações deste trabalho. Apresentam-se as principais fontes de distorção, ruído e interferência dos sistemas ópticos coerentes. Como as distorções lineares são compensadas eletronicamente por técnicas de processamento digital de sinais [42], os maiores fatores limitantes dos canais ópticos são o ruído inserido pelos amplificadores ópticos e a interferência não-linear do efeito Kerr [43].

### 3.1 Princípios Básicos de Propagação em Fibras Ópticas

As fibras ópticas são guias de onda cilíndricos compostos, geralmente, por duas estruturas principais: o núcleo e a casca, como ilustrado na Figura 3.1. Ambas as partes são fabricadas em sílica, tipicamente, e os seus índices de refração são projetados de forma que a maior parte do sinal lançado na fibra seja guiado no núcleo por reflexão total da luz [13]. Dessa maneira, o índice de refração do núcleo ( $n_1$ ) é ligeiramente superior ao da casca ( $n_2$ ). Externamente à casca, há ainda uma capa para a proteção mecânica do guia.

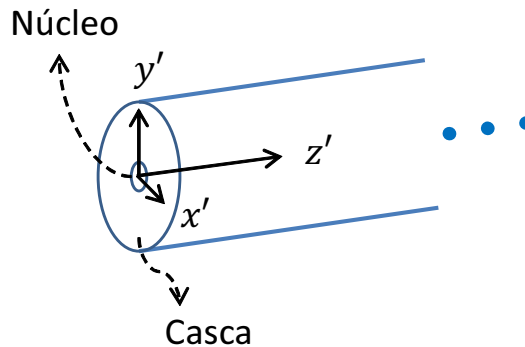


Figura 3.1: Esquema em corte de uma fibra óptica. Adaptado de [8].

Tanto o material constituinte do núcleo como o da casca são caracterizados por serem meios não condutores, isotrópicos e homogêneos [13]. A partir das equações de Maxwell aplicadas a um guia de onda com essas características, pode-se mostrar que a propagação do campo elétrico na fibra ao longo da sua direção longitudinal (eixo  $z'$  da Figura 3.1) é modelada pela equação não-linear de Schödinger (*Nonlinear Schödinger*



Equation – NLSE) [13], descrita simplificadamente<sup>1</sup> por:

$$\frac{\partial E(z', t)}{\partial z'} = \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 E(z', t)}{\partial t^2} - \alpha E(z', t) - i\gamma \cdot |E(z', t)|^2 E(z', t), \quad (3.1)$$

em que  $E(z', t)$  é o campo elétrico longitudinal do sinal óptico no núcleo,  $\beta_2$  é o parâmetro da velocidade de grupo e  $\gamma$  é o coeficiente não-linear da fibra. Apesar de não existirem soluções analíticas para a Equação 3.1, podem-se obter soluções parciais exatas considerando somente atenuação e dispersões lineares, ou somente as interferências não-lineares. Numericamente, a forma mais comum de resolução da NLSE se dá pelo método split-step de Fourier (*Split-Step Fourier Method* – SSFM) [8].

Na prática, uma pequena parte da potência do sinal óptico do núcleo escapa para a casca. Logo, a propagação exata do sinal óptico na fibra é caracterizada pelos campos elétricos e magnéticos do núcleo e da casca. As soluções para a propagação em ambas as partes da fibra não são independentes, pois elas dependem das condições de contorno dos campos na interface núcleo-casca. Assim, cada solução para esse conjunto de campos é denominada modo de propagação [10]. Para redes de longa distância, utilizam-se preferencialmente fibras monomodo, devido ao seu custo relativamente baixo e à sua pequena constante de atenuação por distância. Dessa forma, a sequência deste trabalho considera a hipótese de propagação limitada ao modo fundamental (monomodo).

A distribuição de campo elétrico radial na fibra é comumente aproximada pela distribuição Gaussiana [3], dada por

$$E_{x'}(r, \theta) = E_0 e^{-r^2/r_w^2}, \quad (3.2)$$

em que  $(r, \theta)$  são as coordenadas polares,  $E_0$  é a amplitude do campo elétrico no eixo central do guia de onda em  $z'$  e  $r_w$  é o raio modal, também conhecido como *spot size* [13]. Nesse contexto, define-se a área efetiva da fibra como

$$A_{\text{eff}} = \pi r_w^2, \quad (3.3)$$

de forma que quanto menor o seu valor, mais intensos são a densidade de potência no núcleo da fibra e os efeitos não-lineares presentes na propagação do sinal.

### 3.2 Dispersão dos Modos de Polarização

As fibras ópticas monomodo apresentam duas soluções modais com a mesma constante de propagação, referentes a diferentes orientações de polarização da onda eletromagnética propagante [13]. Desta maneira, a transmissão pode ser realizada em

---

<sup>1</sup>Basicamente, desconsidera-se nessa versão da equação o fator de dispersão de terceira ordem e considera-se que as não-linearidades são essencialmente oriundas do efeito Kerr.

duas polarizações ortogonais entre si, cada uma portando informações independentes para um mesmo comprimento de onda, o que dobra a capacidade de transmissão da fibra quando comparada a sistemas tradicionais de comunicação. Essa estratégia de transmissão é denominada multiplexação de polarização.

Porém, a simetria circular da seção transversal da fibra não é mantida ao longo do seu eixo longitudinal devido a pequenas imperfeições do guia, a choques mecânicos e a trações sofridas pelos cabos, entre outros fatores [13]. Ademais, imperfeições no processo de fabricação fazem com que o guia de onda perca consideravelmente a sua isotropia. Dessa maneira, todos esses fatores causam a chamada *birrefringência* da fibra, que é a mudança do seu índice de refração, e, conseqüentemente, da velocidade de propagação do sinal de acordo com a direção de polarização da onda. Devido à birrefringência, as componentes de sinal propagantes em diferentes orientações de polarização viajam pela fibra com velocidades de grupo diferentes, o que acarreta alargamento dos pulsos enviados. Esse fenômeno de distorção é conhecido como dispersão dos modos de polarização [13]. A Figura 3.2 ilustra o efeito de PMD num cenário de propagação com birrefringência.

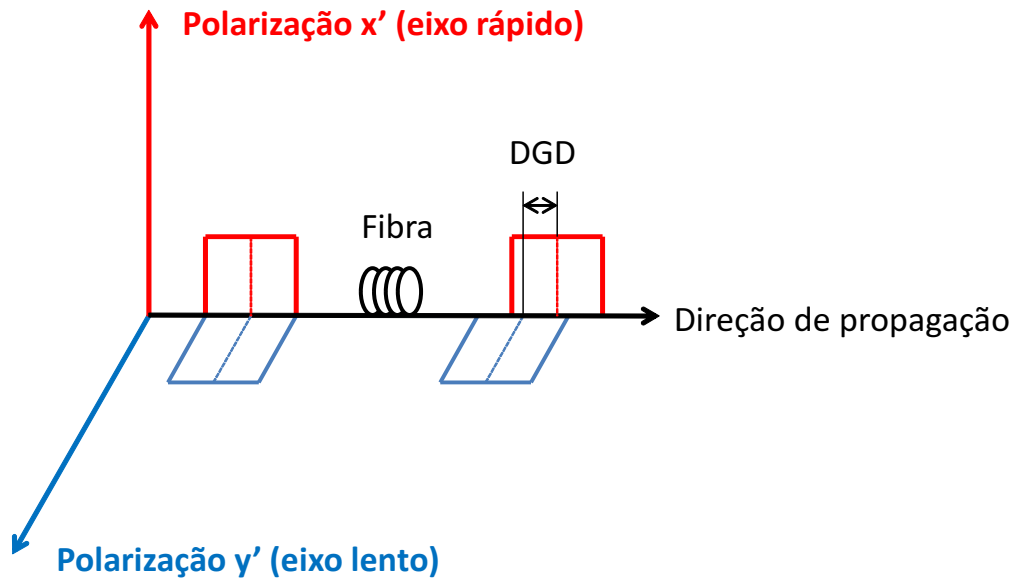


Figura 3.2: Ilustração gráfica de ocorrência de dispersão dos modos de polarização em pulsos retangulares. DGD: atraso diferencial de grupo.

Supondo que o sinal transmitido seja multiplexado nas polarizações ortogonais  $x'$  e  $y'$ , como mostrado na Figura 3.2, o grau de birrefringência é mensurado por [13]

$$B_m = |\bar{n}_{x'} - \bar{n}_{y'}|, \quad (3.4)$$

em que  $\bar{n}_{x'}$  e  $\bar{n}_{y'}$  são os valores dos índices modais para as direções  $x'$  e  $y'$ . Outro importante parâmetro que auxilia na caracterização da PMD é o atraso diferencial

de grupo (*differential group delay* – DGD), que quantifica o atraso temporal entre os pulsos das duas polarizações ortogonais. O valor da DGD é dado por

$$\Delta\tau = \frac{|\beta_{x'} - \beta_{y'}|}{\omega}, \quad (3.5)$$

em que  $\beta_{x'}$  e  $\beta_{y'}$  são as constantes de propagação da onda nas polarizações  $x'$  e  $y'$ , e  $\omega$  é a frequência angular do sinal óptico.

### 3.3 Perdas de Propagação

Um dos fatores limitantes para a transmissão óptica é a atenuação de sinais causada pelas perdas de energia na fibra devido à absorção material, a imperfeições do guia de onda e ao espalhamento da luz [13, 44]. O valor da atenuação depende basicamente da frequência de operação do sinal, do tipo de fibra e da área do seu núcleo. A Figura 3.3 mostra a relação entre a atenuação da fibra e o comprimento de onda do sinal propagante. Cada janela destacada na figura (primeira, segunda e terceira) corresponde à faixa de operação dos sistemas ópticos nas três primeiras gerações, respectivamente (ver Tabela 1.1). Neste trabalho, considera-se que o sistema está operando na banda-C, com o canal central em  $1,55 \mu\text{m}$ , em que a atenuação da fibra monomodo (*single mode fiber* – SMF) se encontra em torno de  $0,2 \text{ dB/km}$  [4].

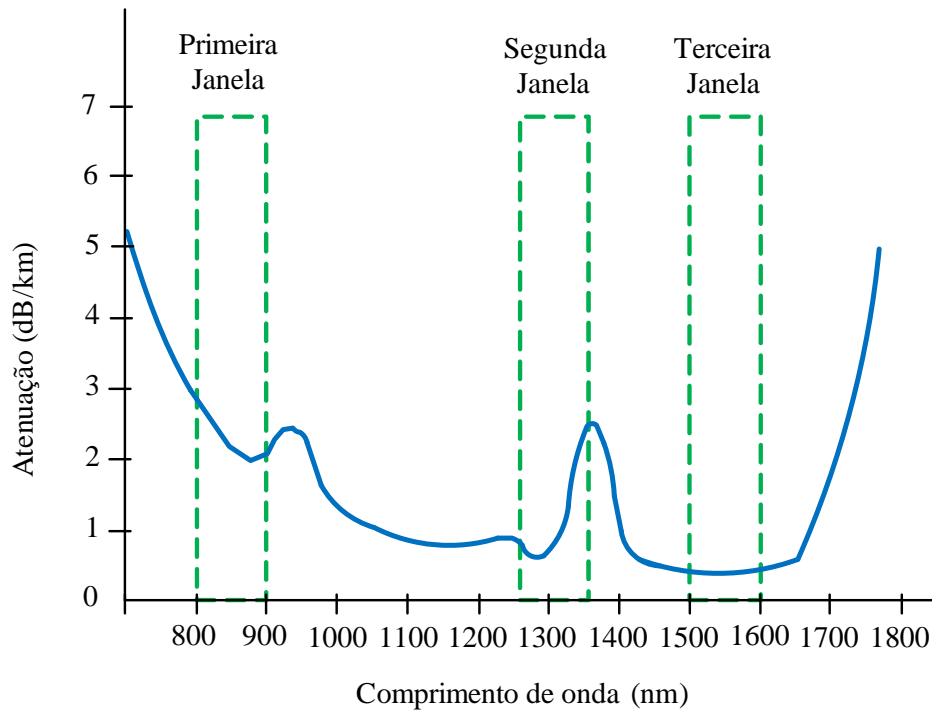


Figura 3.3: Atenuação da fibra monomodo em função do comprimento de onda. Retirada de [9] com autorização.

A atenuação da potência pela distância pode ser modelada pela Lei de Beer [13]:

$$\frac{dP_{\text{TX}}(z')}{dz'} = -2\alpha P_{\text{TX}}(z'), \quad (3.6)$$

em que  $P_{\text{TX}}(z')$  é a potência do sinal óptico após se propagar pela distância  $z'$  e  $\alpha$  é a constante de atenuação da fibra para o campo elétrico<sup>2</sup>, em Np/km. Resolvendo a Equação 3.6, tem-se que

$$P_{\text{TX}}(z') = P_{\text{TX}}(0)e^{-2\alpha z'}, \quad (3.7)$$

em que  $P_{\text{TX}}(0)$  é a potência óptica de lançamento na fibra. Por simplificação de notação,  $P_{\text{TX}}(0)$  será substituído por  $P_{\text{TX}}$  nas próximas ocorrências ao longo do texto.

Um outro parâmetro comumente utilizado na caracterização de enlaces é o comprimento efetivo da fibra,  $L_{\text{eff}}$ , que é definido por [10]

$$P_{\text{TX}}L_{\text{eff}} = \int_{z'=0}^{L_s} P_{\text{TX}}(z')dz', \quad (3.8)$$

em que  $L_s$  é o comprimento de cada *span*. Conseqüentemente, seu valor é igual a

$$L_{\text{eff}} = \frac{1 - e^{-2\alpha L_s}}{2\alpha}. \quad (3.9)$$

Para comprimentos elevados de *spans*, tem-se que  $L_{\text{eff}} \approx 1/(2\alpha)$ . Por exemplo, para  $\alpha = 0,025$  Np/km (equivalente a, aproximadamente, 0,22 dB/km), o comprimento efetivo é de aproximadamente 20 km.

### 3.4 Dispersão Cromática

A dispersão cromática, também conhecida como dispersão de velocidade de grupo (*group velocity dispersion* – GVD), é um exemplo de distorção linear caracterizada principalmente por dois fatores [10]. Primeiro, pela chamada dispersão do guia de onda, que é a mudança do perfil de distribuição de potência da luz entre o núcleo e a casca, de acordo com o comprimento de onda. O segundo e mais importante fator é a dispersão material, que é oriunda da variação do índice de refração da sílica com a frequência da onda que se propaga no seu meio. Essa propriedade resulta na dependência do índice de grupo da onda,  $n_g$ , com as diversas componentes espectrais dos pulsos transmitidos, da seguinte forma [13]:

---

<sup>2</sup>Em algumas referências, a Equação 3.6 não apresenta o fator 2 [3, 13], significando que  $\alpha$  representa o fator de decaimento da potência do sinal. No entanto, outras referências, como [4, 12], consideram  $\alpha$  como o fator de decaimento do campo elétrico do sinal, justificando assim a existência do fator 2, já que  $P_{\text{TX}}(z') \propto |E(z', t)|^2$ . Esta última consideração é levada em conta neste trabalho, fazendo com que  $\alpha[\text{Np/km}] = \alpha[\text{dB/km}]/(20\log(e))$ .

$$n_g = \bar{n} + \omega \frac{d\bar{n}}{d\omega}, \quad (3.10)$$

em que  $\bar{n}$  é o índice efetivo do sinal no modo fundamental (para SMF), tal que

$$n_2 < \bar{n} < n_1. \quad (3.11)$$

A relação entre velocidade de grupo  $v_g$  e frequência angular do sinal é definida por [13]

$$v_g = \frac{c}{n_g} = \frac{d\omega}{d\beta}, \quad (3.12)$$

em que  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $\beta$  é a constante de propagação do sinal em uma certa polarização. Dessa maneira, diferentes componentes espectrais de um pulso chegam ao final da fibra em diferentes instantes de tempo, provocando o alargamento do pulso recebido e possíveis interferências inter-simbólicas (*inter-symbol interference* - ISI) entre pulsos adjacentes, como mostrado na Figura 3.4.

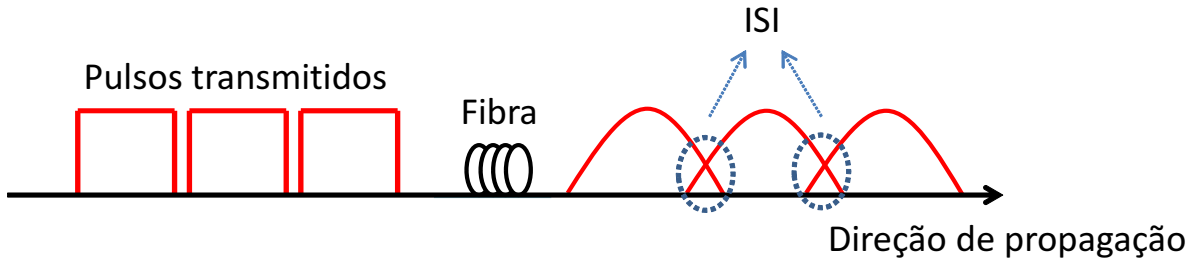


Figura 3.4: Ilustração do efeito de dispersão cromática em pulsos retangulares após a propagação por um trecho de fibra. ISI: interferência inter-simbólica.

O alargamento temporal  $\Delta T$  de um pulso de largura espectral  $\Delta\omega$  ao longo de uma fibra de comprimento  $L$  é igual a [13]

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left( \frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega, \quad (3.13)$$

em que  $\beta_2 = d^2\beta/d\omega^2$ . Quanto maior o seu valor, mais intensa é a dispersão cromática da fibra em questão.

Geralmente, costuma-se caracterizar a largura espectral do pulso em termos de largura de comprimento de onda  $\Delta\lambda$ . Dado que a relação entre frequência e comprimento de onda é descrita por

$$\omega = \frac{2\pi c}{\lambda}. \quad (3.14)$$

Pode-se verificar que

$$\Delta\omega = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda. \quad (3.15)$$

Substituindo a Equação 3.15 na expressão final da Equação 3.13, pode-se descrever o alargamento temporal pela expressão

$$\Delta T = -L\beta_2 \frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda = DL\Delta\lambda, \quad (3.16)$$

em que

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left( \frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (3.17)$$

é chamado de parâmetro de dispersão da fibra. Dispersões de terceira ordem [3], caracterizadas pelo fator  $\beta_3$ , não são consideradas neste trabalho.

### 3.5 Ruído e Interferência

Além do ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* – ASE) e da interferência não-linear, outras fontes de ruído limitam o desempenho dos sistemas ópticos, como os ruídos *Shot* e Térmico, e a interferência oriunda do espalhamento de Rayleigh [3].

De modo similar à [8] pode-se demonstrar que estas últimas fontes de ruído e de interferência não possuem influência tão significativa quanto o ruído ASE e a interferência não-linear em sistemas amplificados. Dessa forma, será dado destaque a esses dois últimos fatores limitantes no estudo da capacidade do canal óptico.

#### 3.5.1 Ruído de Emissão Espontânea Amplificada

Uma possível solução imediata para se contornar o problema da atenuação de propagação seria o simples aumento da potência óptica do sinal na transmissão. Entretanto, esse aumento indiscriminado da potência de lançamento intensifica a ocorrência de efeitos não-lineares no sinal, como será explicado no Capítulo 4. Dessa forma, desde meados da década de 1990, o uso de amplificadores ópticos em sistemas WDM tem se mostrado como uma solução bastante eficiente para se superar a atenuação do sinal propagante [13].

O amplificador óptico mais difundido atualmente – presente em praticamente todos sistemas ópticos amplificados WDM – é o EDFA [10]. Este dispositivo agrega consideráveis vantagens, como a simplicidade de fabricação e o baixo consumo energético. Ademais, esse dispositivo não requer regeneração opto-eletróptica do sinal, até um certo limite de amplificadores cascadeados, e é capaz de amplificar todos os canais de uma fibra simultaneamente.

No entanto, a aplicação desses amplificadores ópticos possui limitações, pois o EDFA amplifica o sinal de sua entrada ao mesmo tempo que insere nele ruído ASE. Assim,

existe uma quantidade máxima de amplificadores ópticos que podem ser cascateados, de modo que o sinal recebido atenda aos requisitos mínimos de qualidade, mensurados tipicamente pela BER ou, equivalentemente, pela relação sinal-ruído óptica (*optical signal-to-noise ratio* – OSNR) [45], definida neste trabalho (considerando multiplexação de polarização) por [4, 26]

$$\text{OSNR} = \frac{P_{\text{TX}}}{P_N}, \quad (3.18)$$

em que  $P_{\text{TX}}$  é a potência de transmissão do canal de referência e  $P_N$  é a potência total das fontes de ruído (essencialmente ruído ASE e interferência não-linear) presentes na banda de referência  $B_n$ , tradicionalmente fixada no valor igual a 0,1 nm ( $\approx 12,5$  GHz em 1550 nm) [4, 45]. Quando se chega a essa distância máxima de transmissão, chamada de alcance transparente, realiza-se então a conversão OEO do sinal na estação regeneradora e, em seguida, o sinal óptico pode continuar a ser transmitido. A Figura 3.5 ilustra um exemplo de transmissão ponto-a-ponto entre o transmissor (Tx) e o receptor (Rx), com uma estação regeneradora (Rg) intermediária. Os trechos entre EDFAs são chamados de *spans* e, em geral, possuem entre 40 km e 120 km de extensão [8].

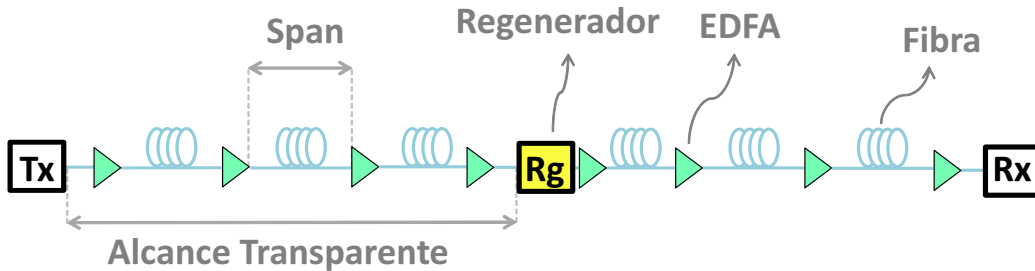


Figura 3.5: Exemplo de transmissão ponto-a-ponto de um sistema óptico de comunicação. Tx: transmissor; Rg: regenerador; Rx: receptor.

Dependendo da posição do EDFA no enlace óptico, ele pode ser classificado de três maneiras distintas [13]. O amplificador situado logo após o transmissor é chamado de amplificador de potência, e a sua função é aumentar a potência de lançamento do sinal óptico. O amplificador imediatamente anterior ao receptor (ou regenerador) é denominado pré-amplificador, e o seu objetivo é proporcionar ao receptor o nível de potência óptica necessária para que ele detecte o sinal com requisitos mínimos de qualidade. Já os demais EDFAs são classificados como amplificadores de linha, e têm por finalidade compensar a atenuação de sinal sofrida no *span* imediatamente anterior.

### 3.5.1.1 Princípio de Funcionamento do EDFA

Antes de analisar o princípio de operação do EDFA, definem-se brevemente os mecanismos de interação entre luz e materiais semicondutores a nível atômico. Basicamente, esses mecanismos podem ser classificados em três fenômenos [3]: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada, como mostrado na Figura 3.6. Sob condições normais, a densidade atômica  $N_1$ , no nível energético de referência (*ground*)  $EL_1$ , é maior do que a densidade atômica  $N_2$ , no nível de energia excitado  $EL_2$ , sendo que  $EL_2 > EL_1$ . O processo de absorção ocorre quando fótons com energia igual a  $h\nu$  incidem no material, provocando transições atômicas do nível de referência para o nível excitado, em que

$$h\nu = EL_2 - EL_1, \quad (3.19)$$

sendo  $h$  a constante de Planck e  $\nu$  a frequência da luz incidente. Quando ocorrem transições espontâneas (sem incidência de luz no material) do nível  $EL_2$  para o nível  $EL_1$ , fótons são emitidos, caracterizando assim o processo de emissão espontânea. A emissão estimulada, por sua vez, ocorre quando o campo eletromagnético incidente provoca a emissão de fótons. Para que a taxa de emissão estimulada seja superior à taxa de emissão espontânea é necessário que ocorra a chamada inversão de população (*i.e.*,  $N_2 > N_1$ ), retirando o sistema do equilíbrio térmico.

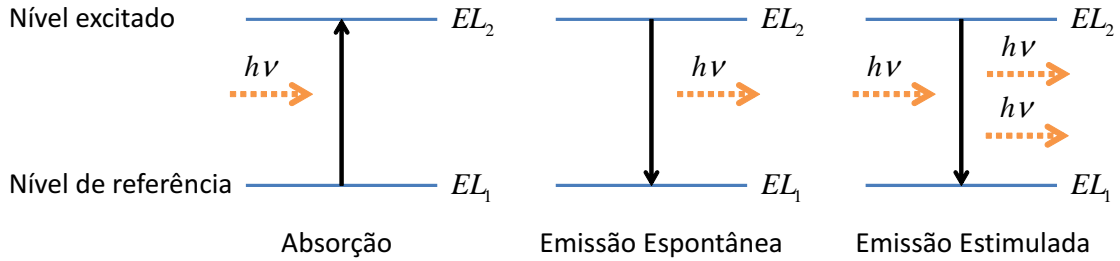


Figura 3.6: Mecanismos básicos de interação entre a luz e materiais semicondutores. Adaptado de [3].

O fenômeno físico que rege o ganho de amplificação do EDFA é a emissão estimulada. Esse efeito ocorre quando a fibra dopada com íons de érbio, transportando sinal de transmissão a 1550 nm, é bombardeada por um sinal de bombeio a 980 nm ou 1480 nm. A Figura 3.7 apresenta o modelo geral do EDFA, destacando a multiplexação e a demultiplexação dos sinais de transmissão e de bombeio na fibra dopada com érbio.

Um das características mais relevantes de um amplificador óptico é o seu ganho de amplificação  $AG$ , que quantifica a razão das potências ópticas da saída ( $P_{\text{EDFA,out}}$ ) e da entrada ( $P_{\text{EDFA,in}}$ ) do amplificador, respectivamente. A potência óptica ao longo do trecho de fibra dopada a érbio é descrita por

$$\frac{dP_{\text{TX}}(z')}{dz'} = AgP_{\text{TX}}(z'), \quad (3.20)$$



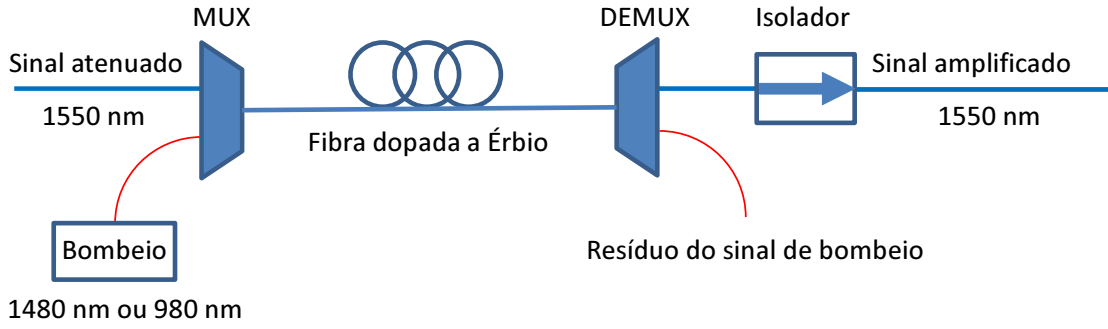


Figura 3.7: Princípio de funcionamento do EDFA. Adaptado de [10].

em que  $Ag$  é o coeficiente de amplificação, descrito por

$$Ag = \frac{Ag_0}{1 + P_{\text{TX}}(z')/P_S}, \text{ para } \omega = \omega_0. \quad (3.21)$$

$Ag_0$  é o valor de pico do coeficiente de amplificação,  $P_S$  é a potência de saturação do EDFA e  $\omega_0$  é frequência angular de transição atômica [3]. A saturação de ganho do amplificador EDFA é consequência da dependência entre o coeficiente de amplificação e a potência do sinal óptico. Substituindo o coeficiente de amplificação da Equação 3.21 em 3.20, e resolvendo a equação diferencial, verifica-se que [13]

$$AG = AG_0 e^{-\frac{AG-1}{AG} \frac{P_{\text{EDFA,out}}}{P_S}}, \quad (3.22)$$

em que  $AG$  e  $AG_0$  são os ganhos de amplificação com e sem saturação do EDFA, respectivamente. A Figura 3.8 ilustra uma curva típica de desempenho de ganho de um EDFA com relação à potência de entrada do amplificador.

Neste trabalho, considera-se que todos os EDFAs operam na região sem saturação com ganho de amplificação  $AG_0$ , tal que cada amplificador de linha compense exatamente as perdas de atenuação do *span* anterior. Logo,

$$AG = e^{2\alpha L_s}, \quad (3.23)$$

em que  $L_s$  é o comprimento do *span*.

Outra figura de mérito importante na caracterização do amplificador óptico é a sua figura de ruído, que mensura o impacto do ruído ASE na redução da SNR de saída do EDFA. Seu valor é igual a

$$F = \text{SNR}_{\text{EDFA,in}}/\text{SNR}_{\text{EDFA,out}}, \quad (3.24)$$

em que  $\text{SNR}_{\text{EDFA,in}}$  e  $\text{SNR}_{\text{EDFA,out}}$  são, respectivamente, as relações sinal-ruído elétricas na entrada e na saída do amplificador óptico. Assume-se aqui que a única fonte de ruído na entrada do amplificador é o ruído quântico, e que o ruído na saída do amplificador é

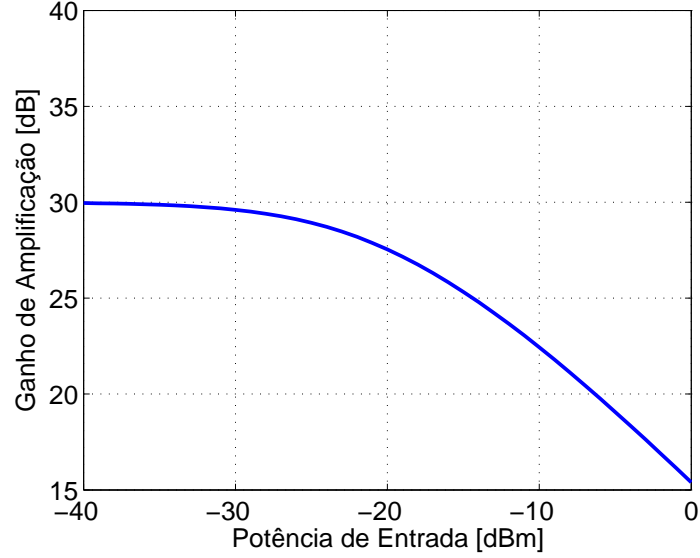


Figura 3.8: Exemplo de curva do fator de amplificação de um EDFA em função da potência de entrada para  $P_S = 10$  dBm.

dominado pela contribuição de batimento sinal-ruído [13]. Tipicamente, para elevados ganhos de amplificação, tem-se que [44]

$$F = 2n_{\text{sp}} \left( 1 - \frac{1}{AG} \right) \quad (3.25)$$

em que  $n_{\text{sp}}$  é o fator de emissão espontânea do amplificador, que na prática varia entre 3 dB e 7 dB [3]. Dessa maneira, para EDFAs com altos ganho de amplificação,  $F \approx 2n_{\text{sp}}$ .

Para efeitos de análise, todos os EDFAs deste trabalho são considerados idênticos, ou seja, possuem os mesmos valores de ganho  $AG$  e de figura de ruído  $F$ . Além disso, considera-se que todos os EDFAs operam sem saturação.

### 3.5.1.2 Potência do Ruído ASE

O ruído ASE é aditivo, branco, descorrelacionado do sinal transmitido e sua PDF é descrita por uma distribuição Gaussiana [3]. Considerando um enlace em que todos os EDFAs são idênticos e estão igualmente espaçados entre si, a densidade espectral de potência  $G_{\text{ASE}}$  (com multiplexação de polarização) do amplificador EDFA é igual a [8]:

$$G_{\text{ASE}} = N_a (e^{2\alpha L_S} - 1) h\nu n_{\text{sp}}, \quad (3.26)$$

em que  $N_a$  é o número de amplificadores EDFA e  $L_S$  é o comprimento de cada *span*. Fazendo a aproximação de que o número de *spans*,  $N_s$ , é igual ao número de amplificadores, para sistema com multiplexação de polarização, verifica-se que a potência total

do ruído ASE é igual a

$$P_{\text{ASE}} = \int_{B_n} G_{\text{ASE}} df = N_s(e^{2\alpha L_s} - 1)h\nu FB_n. \quad (3.27)$$

Como a potência do ruído ASE varia linearmente com a quantidade de amplificadores, pode-se inferir que

$$P_{\text{ASE}} = N_s P_{\text{ASE,SS}}, \quad (3.28)$$

em que  $P_{\text{ASE,SS}}$  é a potência referente a um único *span* com um amplificador EDFA.

### 3.5.2 Interferência Não-Linear

A interferência não-linear a ser discutida origina-se da relação de dependência do índice de refração da fibra com a potência do campo elétrico do sinal propagante. O Capítulo 4 tratará especificamente deste assunto com maior detalhamento.

## 3.6 Receptor Coerente

Para entender melhor os fatores limitantes da transmissão óptica, é importante o conhecimento dos subsistemas presentes no receptor e das outras distorções inseridas pelos componentes presentes nele.

Como citado no Capítulo 1, o desenvolvimento da técnica de recepção coerente por meio da conversão linear do sinal óptico em sinal elétrico representou um avanço abrupto nos sistemas ópticos de comunicação. Além de possibilitar a utilização da informação de fase de formatos de modulação avançados, a recepção coerente permitiu que diversos limitantes inseridos pelo canal ou por dispositivos fossem compensados ou mitigados no domínio digital. Dessa forma, esta seção apresenta de forma qualitativa, essencialmente, as principais funcionalidades do receptor coerente e as principais imperfeições e correções inseridas por cada um dos seus blocos.

A Figura 3.9 apresenta um esquema simplificado de um receptor óptico. Após a passagem pelo canal, o sinal óptico é dividido nas suas duas polarizações ortogonais pelo divisor de feixes de polarização (*polarization beam splitter* – PBS). De maneira semelhante, o sinal óptico do oscilador local (*local oscillator* – LO) também é dividido em polarizações ortogonais. Em seguida, o *front-end* óptico (formado por um conjunto de híbridas de 90° e fotodetectores [46]) realiza a mistura do sinal recebido com o sinal gerado localmente, gerando quatro componentes elétricas em banda base do sinal recebido (fase e quadratura para as duas polarizações). Depois, realiza-se a conversão analógico-digital do sinal, para finalmente ser feita uma série de etapas no bloco de processamento digital de sinais (*digital signal processing* – DSP). Ao fim desse processo, deseja-se obter um sinal digital com uma taxa de erro menor ou igual a  $10^{-15}$ .

Dessa forma, a presente seção realiza uma breve contextualização das funcionalidades de um receptor óptico padrão, com enfoque nos blocos de processamento digital de sinais.

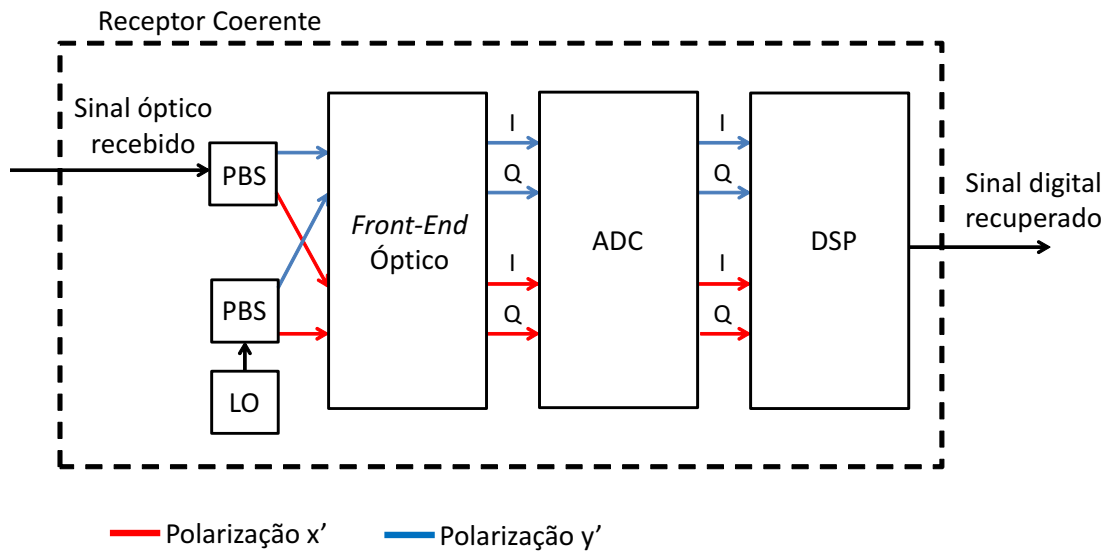


Figura 3.9: Esquema simplificado de receptor coerente. LO: oscilador local; PBS: divisor de feixes de polarização; DSP: processamento digital de sinais; I: fluxo do sinal elétrico em fase; Q: fluxo do sinal elétrico em quadratura.

### 3.6.1 Processamento Digital de Sinais

Além do *front-end* óptico e do ADC, uma cadeia típica de blocos de processamento de sinais é mostrada na Figura 3.10. Apesar de não aparecer na figura, o bloco de *deskew* (descrito logo a seguir) normalmente é inserido logo depois do conversor analógico-digital. Ao lado de cada bloco da Figura 3.10, ilustra-se a constelação QPSK correspondente à sua saída. A seguir, descreve-se brevemente a funcionalidade de cada bloco de DSP.

#### *Deskew*

O *front-end* óptico insere atrasos temporais entre os sinais digitais correspondentes às suas saídas. Esses atrasos existem devido a imperfeições nos componentes internos ao *front-end* [46]. Assim, o objetivo do bloco de *deskew* é realizar uma filtragem digital do sinal de forma a eliminar atrasos temporais relativos entre os quatro fluxos de sinais que entram na cadeia de blocos de processamento digital de sinais.

#### Ortonormalização

Além de atrasos, os componentes internos do *front-end* óptico também inserem des-

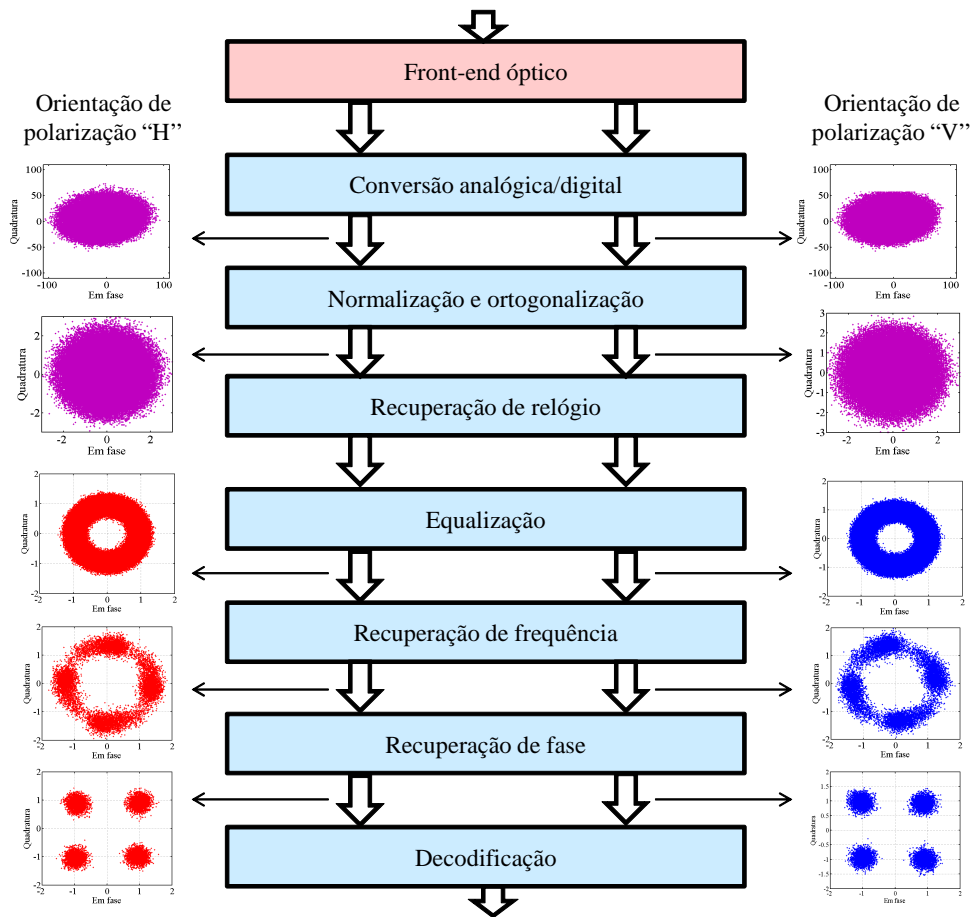


Figura 3.10: Blocos típicos de um receptor coerente, com cadeia de processamento digital de sinais exemplificada para a modulação PM-QPSK. Retirada de [11] com autorização.

balanceamentos nas amplitudes dos sinais digitais. Dessa maneira, a função do bloco de ortonormalização é garantir que as componentes de cada polarização estejam, de fato, em fase e quadratura e com as amplitudes adequadas para posteriores processamento de sinais [11]. O algoritmo mais comumente utilizado para a ortonormalização é o algoritmo de Gram-Schmidt [46].

### Recuperação de Relógio

Outro fator que prejudica a recuperação confiável do sinal óptico é a falta de sincronia entre taxa de amostragem do receptor e a frequência das amostras do sinal recebido, o que leva a possíveis amostragens em instantes de tempo não ideais, na recepção. A correção desse problema é chamada de recuperação de temporização (*timing recovery* – TR) ou recuperação de sincronismo [11, 47]. Para sistemas ópticos coerentes, o método mais usual de recuperação de relógio baseia-se no algoritmo de Gardner [11].

### Equalização

O processo de equalização se divide em duas etapas distintas: equalização estática

e dinâmica, citadas brevemente a seguir.

#### *Equalização Estática*

As primeiras estratégias implementadas para se combater a dispersão cromática baseavam-se em utilização de fibras de compensação de dispersão (*dispersion compensation fiber* – DCF) ou de módulos de compensação de dispersão (*dispersion compensation modules* – DCM) baseados em grades de Bragg [13] em cascata com as fibras SMF. Como as DCFs e os DCMs possuem parâmetro de dispersão negativo, diferentemente das SMFs, certas combinações de SMF + DCF ou SMF + DCM podem ser projetadas para terem dispersão cromática acumulada bastante reduzida. Outra possibilidade sistêmica de se mitigar a GVD é a substituição de fibras do tipo SMF por fibras de dispersão deslocada (*dispersion shifted fiber* – DSF), que possuem parâmetro de dispersão significativamente baixo no comprimento de onda de  $1,55 \mu\text{m}$ .

No entanto, os sistemas atuais apresentam uma interessante alternativa à compensação de dispersão cromática no domínio óptico. A nova opção consiste na compensação eletrônica da dispersão cromática no receptor. Essa compensação digital consiste na equalização estática dos efeitos de dispersão cromática pela utilização de filtros lineares com resposta finita ao impulso (*finite impulse response* – FIR) [42]. Essa mudança de paradigma fez com que centenas de DCMs e dezenas de quilômetros de DCFs fossem economizados no projeto de novas redes. Além disso, essa solução permitiu a redução das perdas de inserção presentes nas redes com compensação de dispersão, o que reduziu a atenuação total dos enlaces. Apesar de o consumo de potência do sistema aumentar, a compensação digital desse efeito apresenta melhor desempenho que a realizada pelas fibras citadas.

Uma outra consequência importante dessa inovação é que o acúmulo de dispersão cromática ao longo do enlace deixa o sinal propagado com características cada vez mais Gaussianas [48], o que facilita a caracterização e equalização no receptor dos efeitos não-lineares.

#### *Equalização Dinâmica*

Como as variações do estado de polarização de um sinal são aleatórias ao longo do tempo, os sistemas coerentes atuais compensam os efeitos da PMD e demultiplexam os sinais polarizados ortogonalmente por técnicas de equalização dinâmica que utilizam conjuntos de filtros de resposta finita ao impulso, cujos coeficientes são atualizados de maneira adaptativa [42] por técnicas de processamento digital de sinais no receptor, *i.e.*, por meio de equalização adaptativa [49]. Ademais, o processo de equalização dinâmica ainda compensa eventuais resíduos de dispersão cromática não compensados na etapa de equalização estática. Alguns dos algoritmos mais utilizados para a equa-

lização adaptativa são o algoritmo do módulo constante (*Constant Modulus Algorithm* - CMA) [46], o algoritmo da equalização direcionada à decisão radial (*Radius Directed Equalization* – RDE) e o algoritmo da média quadrática mínima direcionado à decisão (*Decision-Directed Least Mean Squared* – DD-LMS) [50].

### Recuperação de Frequência

Os lasers que compõem o transmissor e o oscilador local possuem erros de frequência de alguns gigahertz intrínsecos à sua operação. Esse desvio relativo de frequência faz com que a constelação recebida apresente desvio de fase constante entre símbolos consecutivos. Ao longo do tempo, o efeito de desvio de frequência produz rotações na constelação recebida, fazendo com que ela fique com formato de anel [11]. Supondo um sinal recebido afetado exclusivamente por ruído AWG e por desvio de frequência, pode-se modelá-lo por [11]

$$w[k] = s[k]e^{i(2\pi\Delta f k T_s)} + n[k], \quad (3.29)$$

em que  $w[k]$  e  $s[k]$  são os valores recebidos e transmitidos da  $k$ -ésima amostra,  $T_s$  é o tempo de símbolo,  $\Delta f$  é o desvio de frequência do sistema, e  $n[k]$  é o ruído AWG da  $k$ -ésima amostra.

Como o desvio de frequências entre amostras consecutivas é praticamente constante, essa distorção pode ser estimada e corrigida pela compensação, no receptor, do desvio de fase acumulado entre as amostras. O algoritmo mais comum para se realizar a estimação do desvio de frequência é o algoritmo de  $M$ -ésima potência [51].

### Recuperação de Fase

Além do desvio de frequência, os lasers do transmissor e do oscilador local apresentam outra imperfeição com relação à frequência nominal de operação: ambos possuem uma pequena flutuação aleatória de frequência em torno da frequência central. Essa faixa de erro é denominada largura de linha dos lasers, e essa variação, que é tipicamente da ordem de centenas de quilohertz, dá origem ao ruído de fase no domínio do tempo.

Esse tipo de ruído pode ser modelado por um Processo de Wiener [52]. Dessa forma, o desvio de fase da  $k$ -ésima amostra de um sistema com largura de linha total  $\Delta\nu$  é igual a [11]

$$\phi[k] = \phi[k-1] + \Delta\phi_k = \sum_{l=0}^k \Delta\phi_l, \quad (3.30)$$

em que  $\Delta\phi_l$  é uma variável aleatória Gaussiana com média nula e variância igual a

$$\sigma_{\Delta\phi_l}^2 = 2\pi\Delta\nu T_s. \quad (3.31)$$

Logo, um sinal corrompido por ruído de fase e ruído AWG pode ser descrito por

$$w[k] = s[k]e^{i\phi[k]} + n[k]. \quad (3.32)$$

A compensação do desvio de fase pode ser realizada eletronicamente, por exemplo, pelos algoritmos DD-LMS ou Viterbi & Viterbi [53]. A efetividade dos algoritmos de compensação de ruído de fase depende da prévia compensação do desvio de frequência, já que a variável aleatória  $\Delta\phi_l$  é supostamente de média nula [54]. A combinação das etapas de compensação de desvio de frequência e de ruído de fase caracterizam o processo de recuperação de portadora do sistema óptico de comunicação.

### **Demodulação/Decodificação de Canal**

Por fim, os símbolos recuperados são convertidos em bits pelo algoritmo de demodulação/decodificação do código corretor de erro utilizado. No caso de decodificação abrupta, inicialmente os símbolos são demodulados, e em seguida, a partir das respectivas sequências de bits decididas, realiza-se a decodificação de canal. Para o caso de decodificação suave, as etapas de demodulação e de decodificação de canal são realizadas por um mesmo algoritmo.

## **3.7 Conclusão**

Este capítulo apresentou uma breve caracterização do canal óptico com transmissão monomodo. A técnica de multiplexação de polarização foi descrita, a qual permite dobrar a capacidade de transmissão quando comparada à transmissão convencional. Ademais, apresentou-se um breve panorama das fontes de distorção e de ruído dos canais ópticos, tal como dos subsistemas que compõem o receptor óptico coerente.

As distorções lineares atualmente podem ser compensadas no domínio eletrônico por técnicas de processamento digital de sinal no receptor. Dessa forma, o desempenho do canal óptico é limitado pelo ruído ASE e, principalmente, pela interferência não-linear. Essa hipótese será levada em consideração no Capítulo 4 para se caracterizar a relação matemática entre os parâmetros sistêmicos e o alcance transparente.



## Capítulo 4 Interferência Não-Linear

Este capítulo analisa as características da interferência não-linear de sistemas sem compensação óptica de dispersão cromática. Em especial, apresenta-se um modelo perturbativo de estimação de potência da interferência não-linear, baseado nas características Gaussianas do sinal recebido nesses tipos de enlaces. Descrevem-se as principais características do chamado modelo GN [12], e, a partir dele, realizam-se análises teóricas para se estimar o alcance máximo de sistemas ópticos coerentes, limitados essencialmente pelo ruído ASE e pela interferência não-linear.

### 4.1 Introdução

A interferência não-linear é um dos maiores limitantes para o desempenho dos sistemas ópticos coerentes. De forma geral, os efeitos não-lineares existentes em sistemas ópticos se classificam em duas grandes categorias [3]. Na primeira categoria estão as não-linearidades advindas de espalhamento estimulado. Os dois tipos de fenômenos desse grupo são o Espalhamento Estimulado de Raman (*Stimulated Raman Scattering* – SRS) e o Espalhamento Estimulado de Brillouin (*Stimulated Brillouin Scattering* – SBS) [43].

No entanto, os efeitos não-lineares dos quais este capítulo trata encontram-se na segunda categoria, originada pelo efeito Kerr, que é a alteração do índice de refração da fibra de acordo com a potência do campo elétrico do sinal propagante. Matematicamente, a inclusão do efeito Kerr nos índices de refração modificados do núcleo ( $n'_1$ ) e da casca ( $n'_2$ ) pode ser descrito pela equação [13, 3]

$$n'_k = n_k + n_{\text{NL}} \frac{P_{\text{TX}}(z')}{A_{\text{eff}}}, k \in \{1, 2\}, \quad (4.1)$$

em que  $n_{\text{NL}}$  é o coeficiente Kerr do material e a área efetiva  $A_{\text{eff}}$  foi definida na Equação 3.3.

Os efeitos não-lineares oriundos do efeito Kerr e originados da interação sinal-sinal [8] se classificam em três tipos [43]:

- Auto-Modulação de Fase

O aumento da potência de transmissão de um certo canal provoca alterações no índice de refração da fibra, modificando a fase do campo elétrico propagante, dando origem à modulação de fase do sinal referente ao próprio canal. Dessa maneira, a chamada auto-modulação de fase (*Self-Phase Modulation* – SPM) é um efeito não-linear intra-canal.

- Modulação Cruzada de Fase

Quando há dois ou mais canais sendo transmitidos na fibra, o índice de refração da fibra depende simultaneamente das amplitudes de todos os campos elétricos propagantes. Nesse caso, a fase do campo elétrico de cada canal também é alterada pela potência dos demais canais. Esse fenômeno é chamado de modulação cruzada de fase (*Cross-Phase Modulation* – XPM), e é caracterizado por ser um efeito inter-canal.

- Mistura de Quatro Ondas

A mistura de quatro ondas (*Four-Wave Mixing* - FWM) é uma interferência originada pela interação entre três componentes de frequência, originando uma quarta componente espectral. Esse fenômeno também pode se manifestar no chamado *caso degenerado*, no qual duas das três componentes de frequência interferentes são idênticas [3].

Essa é a taxonomia clássica utilizada para caracterizar a interferência não-linear advinda do efeito Kerr em sistemas ópticos. A seguir, apresenta-se um modelo perturbativo, bastante fidedigno com resultados experimentais [55], que tornará mais conveniente a caracterização da influência das não-linearidades em cenários sem compensação de dispersão cromática no domínio óptico.

## 4.2 Hipóteses da Interferência Não-Linear em Sistemas UT

Como visto no Capítulo 3, a compensação eletrônica da dispersão cromática por técnicas de processamento digital de sinais tem se difundido nos sistemas ópticos, dispensando a necessidade de compensação no domínio óptico. Enlaces com essas características são chamados de enlaces de transmissão não-compensada (*uncompensated transmission* – UT).

Uma propriedade interessante dos sinais de sistemas UT é que, quanto maior a dispersão temporal acumulada do sinal, mais as quatro componentes do sinal recebido (combinação de fase e quadratura nas polarizações horizontal e vertical) possuem características Gaussianas, tanto antes como após as técnicas de processamento digital de sinais no receptor [48]. Essa aproximação é mais precisa à medida que a distância de propagação, a taxa de símbolo e o módulo do parâmetro de dispersão da fibra aumentam. Além disso, esse resultado é válido mesmo sem a presença do ruído ASE no sistema. Dessa maneira, a interferência não-linear advinda do efeito Kerr também pode ser abstraída como um ruído que também possui propriedades Gaussianas e aditivas em enlaces UT.

Para sinais com nível moderado de interferência não-linear, *i.e.*, com potência de interferência não-linear (*nonlinear interference* – NLI) consideravelmente menor do que a potência do sinal de transmissão, pode-se utilizar modelos perturbativos para mensurar a potência NLI presente nos enlaces [31]. Em especial nos modelos que consideram fatiamento espectral, considera-se que o sinal transmitido pode ser dividido em diversas componentes espectrais estatisticamente independentes, de forma que a interação entre elas seja responsável pela geração de um espectro de interferência não-linear  $G_{\text{NLI}}(f)$ .

Baseado nessas premissas, desenvolveu-se o modelo GN, que é capaz de caracterizar a interferência NL como um ruído AWG perturbativo, a partir de interações do tipo FWM entre as componentes espectrais do sinal transmitido. Outra característica importante desse modelo é que a potência NLI é independente do formato de modulação [56]. A seguir, apresenta-se o seu modelo matemático.

### 4.3 Modelo GN de Interferência Não-Linear

Dentro da banda de referência  $B_n$ , a potência NLI (para multiplexação de polarização) é calculada por [57]

$$P_{\text{NLI}} = \int_{B_n} G_{\text{NLI}}(f) df, \quad (4.2)$$

em que  $G_{\text{NLI}}(f)$  é a densidade espectral de potência (*power spectral density* – PSD) da interferência NL. A partir das hipóteses citadas na Seção 4.2, pode-se derivar [57], a partir da Equação 3.1, que  $G_{\text{NLI}}(f)$  é expressa por

$$G_{\text{NLI}}(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{\text{eff}}^2 \int_{f_2=-\infty}^{\infty} \int_{f_1=-\infty}^{\infty} G_{\text{WDM}}(f_1) G_{\text{WDM}}(f_2) G_{\text{WDM}}(f_3) \cdot \left| \frac{1 - e^{[j4\pi^2|\beta_2|(f_1-f)(f_2-f)-2\alpha]L_s}}{2\alpha - j4\pi^2|\beta_2|f_1f_2} \right|^2 \cdot L_{\text{eff}}^{-2} \cdot \frac{\sin^2(2N_s\pi^2(f_1-f)(f_2-f)\beta_2L_s)}{\sin^2(2\pi^2(f_1-f)(f_2-f)\beta_2L_s)} df_1 df_2, \quad (4.3)$$

em que

- $f$  é a frequência da componente resultante do batimento (FWM) das componentes espectrais do sinal em  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ , tal que  $f = f_1 + f_2 - f_3$ ;
- $\alpha$  é o coeficiente de atenuação da fibra;
- $\beta_2$  é o parâmetro de dispersão da velocidade de grupo;
- $\gamma$  é o coeficiente não-linear da fibra;

- $G_{\text{WDM}}$  é a PSD dos canais WDM transmitidos;
- $N_s$  é o número de *spans* da transmissão ponto-a-ponto;
- $L_s$  é o comprimento de cada *span*;
- $L_{\text{eff}}$  é o comprimento efetivo da fibra, definido pela Equação 3.9;
- $\rho(f_1, f_2, f)$  é o fator de eficiência do FWM, definido por

$$\rho(f_1, f_2, f) = \left| \frac{1 - e^{[j4\pi^2|\beta_2|(f_1-f)(f_2-f)-2\alpha]L_s}}{2\alpha - j4\pi^2|\beta_2|f_1f_2} \right|^2 \cdot L_{\text{eff}}^{-2}; \quad (4.4)$$

- $\chi(f_1, f_2, f)$  é fator de arranjo de fase, que determina o grau de coerência do acúmulo de interferência não-linear ao longo dos *spans*. Seu valor é calculado por

$$\chi(f_1, f_2, f) = \frac{\sin^2(2N_s\pi^2(f_1-f)(f_2-f)\beta_2L_s)}{\sin^2(2\pi^2(f_1-f)(f_2-f)\beta_2L_s)}. \quad (4.5)$$

A Equação 4.3 é válida para as seguintes condições:

1. Sistema sem módulos de compensação de dispersão cromática;
2. Transmissão com multiplexação de polarização;
3. *Spans* idênticos e com mesmo comprimento  $L_s$ ;
4. Amplificadores EDFA, não saturados, com ganhos que compensam exatamente as perdas de atenuação do *span* anterior;
5. Parâmetro de dispersão de terceira ordem ( $\beta_3$ ) nulo.

### 4.3.1 Domínio de integração do espectro NLI

Como descrito anteriormente, o modelo GN é baseado no conceito de FWM perturbativo. Dessa forma, dado um espectro de transmissão com banda  $B_{\text{Total}}$  com densidade espectral de potência  $G_{\text{WDM}}$ , todas as combinações de componentes infinitesimais do espectro de transmissão localizadas nas frequências  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  provocarão o surgimento de uma componente de interferência na frequência  $f$  [12]. É interessante notar que nesse modelo perturbativo, os efeitos de SPM e XPM podem ser vistos como casos particulares do FWM<sup>1</sup>. Por exemplo, o SPM ocorrerá quando  $f_1 = f_2 = f_3$ , e a XPM se dará quando duas das componentes interferentes forem iguais. A Figura 4.1 exemplifica a interação de FWM entre três componentes espectrais do sinal transmitido (setas vermelhas), gerando uma componente de interferência em  $f$  (seta azul).

<sup>1</sup>Em [12], argumenta-se que algumas taxonomias clássicas de sistemas com compensação óptica de dispersão cromática, *i.e.*, SPM e XPM, não se adequam a sistemas UT. Dessa forma, em [12] utilizam-se outras nomenclaturas para se diferenciar o FWM não-degenerado dos demais efeitos inter/intra-canal oriundos do efeito Kerr.

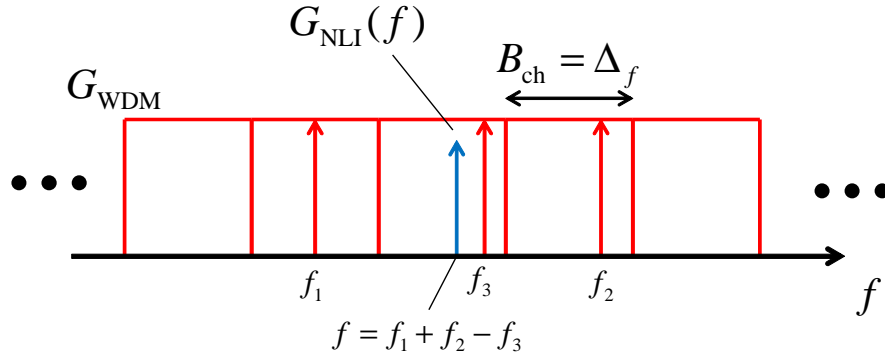


Figura 4.1: Exemplo de cenário no qual três componentes (setas vermelhas) do espectro WDM interagem entre si, gerando a componente de interferência NL (seta azul), caracterizando o efeito de FWM. Adaptado de [12].

Por conveniência, admite-se que  $f = 0$  corresponde ao centro do espectro WDM. Dado que o canal mais afetado pela interferência não-linear é o canal central do espectro [12], e a partir da hipótese de que a interferência NL possui espectro aproximadamente branco, a Equação 4.2 pode ser simplificada por

$$P_{\text{NLI}} = G_{\text{NLI}}(f = 0)B_n. \quad (4.6)$$

Dessa maneira, a análise de interferência NL deste trabalho será realizada para a posição/canal central do espectro, com  $f = 0$ . A Figura 4.2 ilustra um exemplo da relação entre a PSD de um espectro de transmissão com espaçamento de Nyquist e a forma aproximada da PSD da interferência NL.

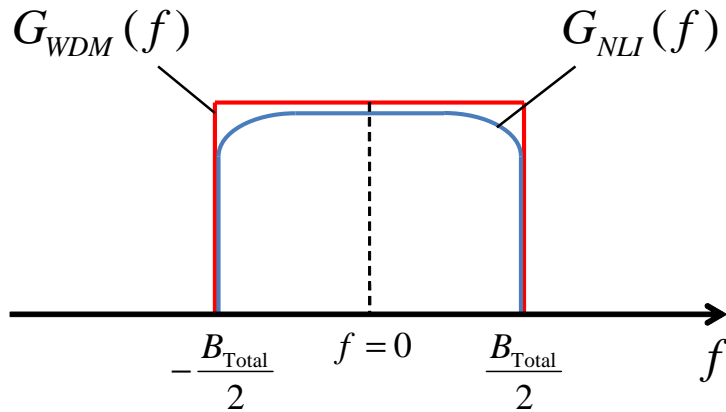


Figura 4.2: Exemplo de PSD de um espectro WDM ( $G_{\text{WDM}}(f)$ ) centrado em  $f = 0$ , e da correspondente PSD da interferência NL ( $G_{\text{NLI}}(f)$ ).  $G_{\text{NLI}}(f)$  aproximadamente plana em torno da frequência central. Adaptado de [12].

As regiões de integração da Equação 4.3, para as variáveis  $f_1$  e  $f_2$ , estão definidas para todo o eixo real. No entanto, o argumento da integral dupla dessa equação é não nulo somente se o produto  $G_{\text{WDM}}(f_1)G_{\text{WDM}}(f_2)G_{\text{WDM}}(f_1 + f_2 - f)$  também não o for.

Dessa forma, a seguir serão descritos os três casos gerais para a análise do domínio de integração da Equação 4.3.

#### 4.3.1.1 Caso 1: $B_{\text{ch}} = \Delta f$ (Limite de Nyquist)

Para a situação na qual o espectro é formado por canais com banda  $B_{\text{ch}}$  no limite de Nyquist, *i.e.*, com  $B_{\text{ch}} = \Delta f$ , em que  $\Delta f$  é igual ao espaçamento entre canais, as condições de contorno do FWM devem ser tais que as três componentes geradoras da interferência não-linear estejam dentro do intervalo espectral  $[-\frac{B_{\text{Total}}}{2}, \frac{B_{\text{Total}}}{2}]$ . Dessa forma, tem-se que:

$$\begin{aligned} -\frac{B_{\text{Total}}}{2} &\leq f_1 \leq \frac{B_{\text{Total}}}{2}, \\ -\frac{B_{\text{Total}}}{2} &\leq f_2 \leq \frac{B_{\text{Total}}}{2}, \text{ e} \\ -\frac{B_{\text{Total}}}{2} &\leq f_3 = f_1 + f_2 \leq \frac{B_{\text{Total}}}{2}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Ou seja, para quaisquer  $f_1$ ,  $f_2$  ou  $f_3$  que não satisfaçam simultaneamente as três condições da Equação 4.7, o produto  $G_{\text{WDM}}(f_1)G_{\text{WDM}}(f_2)G_{\text{WDM}}(f_3)$  será nulo. Como  $f$  está fixo para o centro do espectro ( $f = 0$ ) e  $f_3$  é uma função de  $f_1$  e  $f_2$ , fazendo-se todas as combinações de  $f_1$  e  $f_2$  dentro das condições de contorno da Equação 4.7, encontram-se todos os cenários de FWM possíveis. Dessa maneira, o domínio de integração da Equação 4.3, para o limite de Nyquist, pode ser observado geometricamente pela área delimitada em vermelho na Figura 4.3.

#### 4.3.1.2 Caso 2: $B_{\text{ch}} \leq (2/3)\Delta f$

Para exemplificar essa situação, supõe-se que o espectro WDM seja formado por cinco canais com largura de banda  $B_{\text{ch}}$  menor ou igual que  $(2/3)\Delta f$ . Nesse caso, para o produto  $G_{\text{WDM}}(f_1)G_{\text{WDM}}(f_2)G_{\text{WDM}}(f_3)$  ser não nulo, as componentes  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  devem pertencer a alguma(s) das pequenas “ilhas” da Figura 4.4. Cada ilha possui sua dimensão definida pelo valor de  $B_{\text{ch}}$  e o espaçamento entre ilhas num mesmo eixo ( $f_1$  ou  $f_2$ ) é igual a  $\Delta f$ . É interessante observar que o formato individual de cada ilha (hexágono irregular) corresponde ao mesmo formato das fronteiras externas de todo o conjunto de ilhas, definidas pela Equação 4.7.

#### 4.3.1.3 Caso 3: $(2/3)\Delta f < B_{\text{ch}} < \Delta f$

Quando a banda de cada canal é maior que  $(2/3)\Delta f$ , as ilhas de integração da Figura 4.4 aumentam de tamanho, e novas ilhas de integração – com formas triangulares – aparecem no plano  $f_1 x f_2$ , como exemplificado na Figura 4.5, novamente para 5 canais.

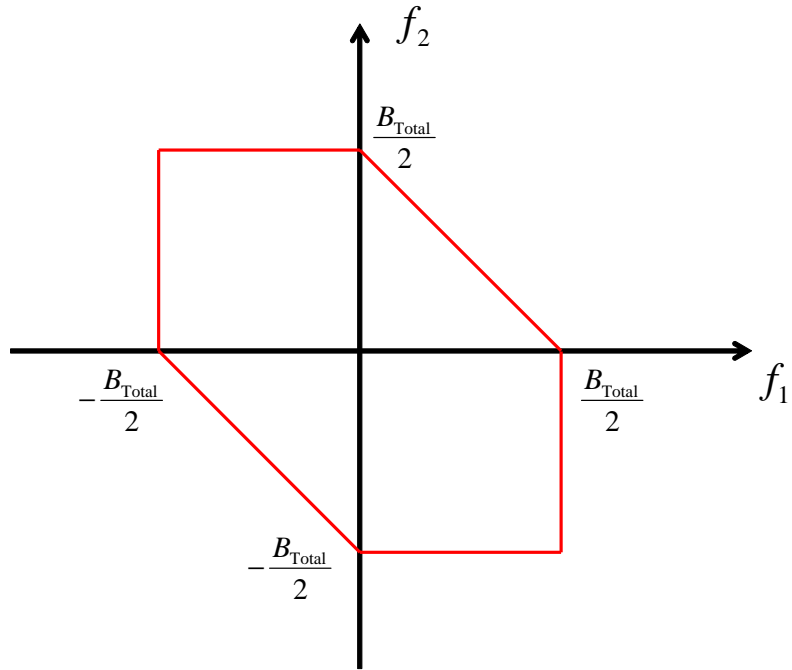


Figura 4.3: Região correspondente ao domínio de integração de  $G_{\text{NLI}}(f = 0)$  para o caso em que  $B_{\text{ch}} = \Delta f$ . Adaptado de [12].

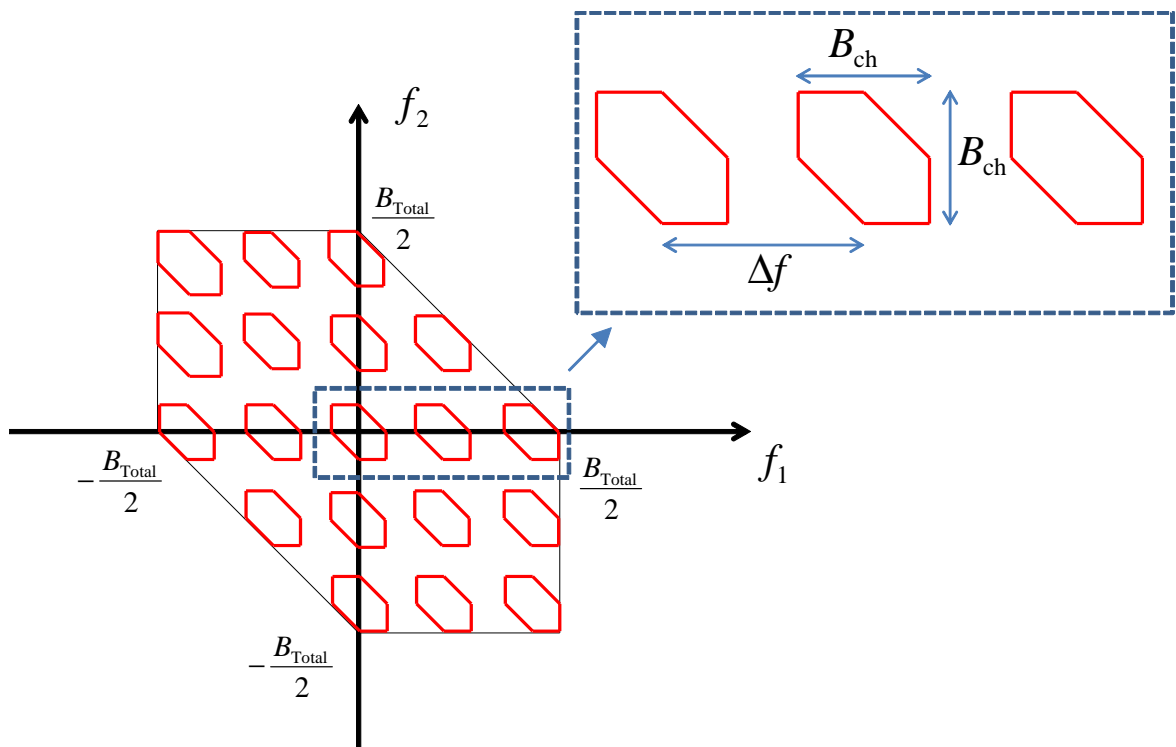


Figura 4.4: Regiões correspondentes ao domínio de integração de  $G_{\text{NLI}}(f = 0)$  para o caso em que  $B_{\text{ch}} \leq (2/3)\Delta f$ .

Observa-se que, à medida que  $B_{\text{ch}}$  se aproxima do valor de  $\Delta f$ , a região de integração  $f_1 x f_2$  torna-se cada vez mais ocupada, se aproximando do limite de Nyquist da Figura 4.3

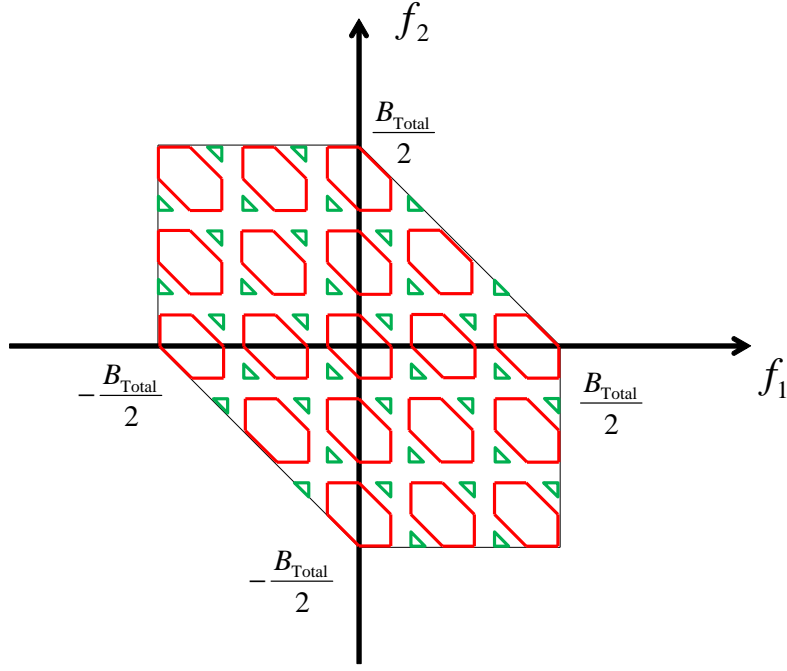


Figura 4.5: Regiões correspondentes ao domínio de integração de  $G_{\text{NLI}}(f = 0)$  para o caso em que  $(2/3)\Delta f < B_{\text{ch}} < \Delta f$ .

### 4.3.2 Acúmulo de interferência NL ao longo dos *spans*

De acordo com as Equações 4.3 e 4.5, a relação do espectro da interferência não-linear com o número de *spans* é regida pelo fator de arranjo de fase  $\chi(f_1, f_2, f)$ . Para  $N_s = 1$ ,  $\chi(f_1, f_2, f)$  tem valor unitário para quaisquer  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f$  (verificar na Equação 4.5). No entanto, à medida que se realiza o cálculo do fator de arranjo de fase para  $N_s > 1$ , o comportamento da função  $\chi(f_1, f_2, f)$  com respeito às suas componentes de frequência se torna bastante oscilante e apresenta vários picos, o que dificulta o cálculo preciso de  $G_{\text{NLI}}(f)$  na Equação 4.3. A Figura 4.6 ilustra a relação entre  $\chi(f_1, f_2, f)$  e  $f_1$  para  $f = 0$ ,  $N_s = 10$  e  $f_2 = 10$  GHz.

Dessa maneira, a solução da Equação 4.3 para  $N_s > 1$  possui complexidade computacional significativa, pois, para uma precisa caracterização dos picos presentes na função  $\chi(f_1, f_2, f)$ , as discretizações de  $f_1$  e  $f_2$  devem ser muito pequenas, o que também insere latência na estimação de  $G_{\text{NLI}}$  [12]. No entanto, a Equação 4.5 pode ser simplificada por [12]

$$\chi(f_1, f_2, f) = N_s + 2 \sum_{k=1}^{N_s-1} (N_s - k) \cdot \cos(4k\pi^2 \beta_2 L_s (f_1 - f)(f_2 - f)). \quad (4.8)$$

Substituindo a Equação 4.8 em 4.3, verifica-se que o espectro  $G_{\text{NLI}}(f)$  pode ser calculado por [12]

$$G_{\text{NLI}}(f) = G_{\text{NLI}}^{\text{coerente}}(f) + G_{\text{NLI}}^{\text{n\~{a}o-coerente}}(f), \quad (4.9)$$



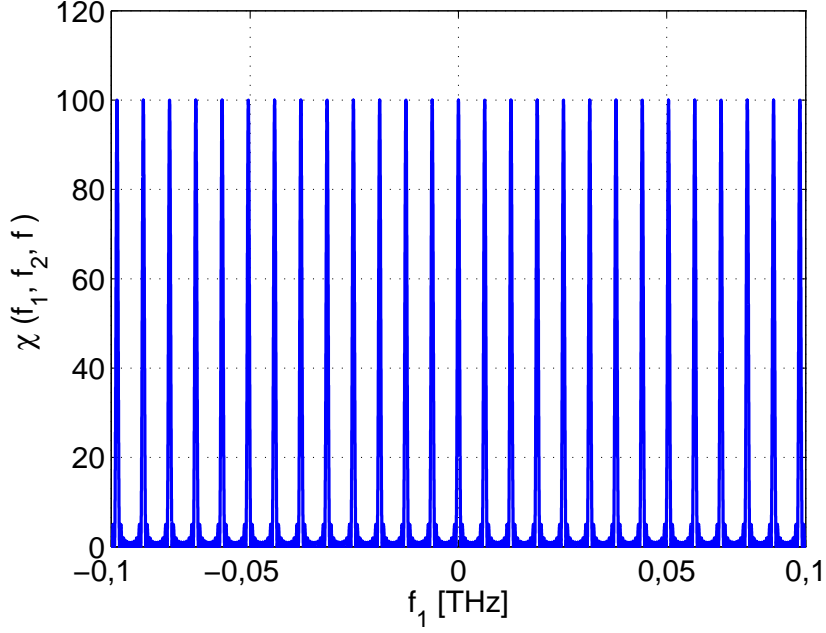


Figura 4.6: Arranjo de fase  $\chi(f_1, f_2, f)$  em função de  $f_1$ , com  $N_s = 10$ ,  $f = 0$  e  $f_2 = 10$  GHz.

em que

$$G_{\text{NLI}}^{\text{coerente}}(f) = \frac{32}{27} \gamma^2 L_{\text{eff}}^2 \sum_{k=1}^{N_s-1} (N_s - k) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{WDM}}(f_1) G_{\text{WDM}}(f_2) G_{\text{WDM}}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) \cdot \cos(4k\pi^2 |\beta_2| L_s (f_1 - f)(f_2 - f)) df_2 df_1, e \quad (4.10)$$

$$G_{\text{NLI}}^{\text{n\~{a}o-coerente}}(f) = N_s G_{\text{NLI}}(f)|_{N_s=1}. \quad (4.11)$$

O termo  $G_{\text{NLI}}^{\text{coerente}}(f)$  é bastante oscilante e muitas vezes é significativamente menor do que a parcela não-coerente da interferência NL, especialmente para altos valores de  $B_{\text{Total}}$  [57]. Logo, para essa situação, a aproximação

$$G_{\text{NLI}}(f) \approx G_{\text{NLI}}^{\text{n\~{a}o-coerente}}(f), \quad (4.12)$$

é válida. Consequentemente, tem-se que

$$G_{\text{NLI}}(f) \approx N_s G_{\text{NLI,SS}}(f), \quad (4.13)$$

em que  $G_{\text{NLI,SS}}$  é a densidade espectral da interferência NL para um único *span*.

Uma forma mais precisa de se modelar o acúmulo de interferência NL ao longo dos *spans* pode ser realizada pela seguinte heurística validada experimentalmente e

chamada de “Lei- $\epsilon$ ” [57]:

$$G_{\text{NLI}}(f) = N_s^{1+\epsilon} G_{\text{NLI,SS}}(f), \quad (4.14)$$

em que

$$\epsilon \approx \frac{3}{10} \log_e \left\{ 1 + \frac{6}{L_s} \frac{L_{\text{eff,a}}}{\text{asinh} \left[ \frac{\pi^2}{2} \beta_2 L_{\text{eff,a}} B_{\text{ch}}^2 (N_{\text{ch}}^2)^{\frac{B_{\text{ch}}}{\Delta f}} \right]} \right\}, \quad (4.15)$$

sendo  $L_{\text{eff,a}}$  o comprimento efetivo assintótico do *span*, dado por

$$L_{\text{eff,a}} = \frac{1}{2\alpha}, \quad (4.16)$$

$\text{asinh}(\cdot)$  a função de arco seno hiperbólico e  $N_{\text{ch}}$  o número de canais de Nyquist do espectro, cada um com banda igual a  $B_{\text{ch}}$ . O valor de  $\epsilon$  varia entre 0 e 1, de forma que  $\epsilon = 0$  e  $\epsilon = 1$  significam enlaces com acúmulo de interferência – ao longo dos *spans* – de forma totalmente não-coerente e coerente, respectivamente.

A partir daqui, o modelo GN será avaliado neste capítulo para o seguinte cenário de simulação: espectro formado por 125 canais retangulares, de 32 Gbaud, sem intervalo de guarda entre os canais; *spans* idênticos de 85 km, cada, formados por fibras SMF ( $\alpha = 0,17$  dB/km,  $D = 20,1$  ps/nm/km,  $\gamma = 0,8$  W<sup>-1</sup>km<sup>-1</sup>) e por amplificadores EDFA com figura de ruído de 5 dB. A frequência central do espectro é igual a 193,1 THz, no entanto a análise do interferência NL sempre será feita para o espectro de transmissão em banda base.

Baseado no modelo heurístico de acúmulo de interferência NL ao longo dos *spans*, descrito pelas Equações 4.14 e 4.15, a Figura 4.7 mostra a relação entre a PSD da interferência acumulada  $G_{\text{NLI}}$  dividida pela PSD da interferência gerada por um único *span* ( $G_{\text{NLI,SS}}$ ), ambas avaliadas para  $f = 0$ .

Para o caso de acúmulo não-coerente ( $\epsilon = 0$ ), a razão  $G_{\text{NLI}}/G_{\text{NLI,SS}}$  varia linearmente com  $N_s$ , de acordo com a Equação 4.14. Para o caso de acúmulo coerente, considerando todo o espectro de 125 canais, a contribuição dos 100 *spans* já se torna um pouco maior. Porém, o comportamento da curva ainda está próximo do caso de acúmulo não-coerente. Dessa maneira, quanto maior a banda óptica total, mais não-coerente é o acúmulo de interferência NL ao longo dos *spans*. A Figura 4.8 mostra a relação entre o coeficiente  $\epsilon$  e a banda óptica total. Os seus resultados corroboram a constatação de que, quanto maior o espectro gerador de interferência NL, menor é o valor  $\epsilon$ , e mais não-coerente é o acúmulo de não-linearidades ao longo dos *spans*.

### 4.3.3 Acúmulo de interferência NL ao longo do espectro

A totalidade da interferência não-linear que perturba cada tom espectral advém de todos os canais presentes no espectro. A Figura 4.9 mostra a variação do fator

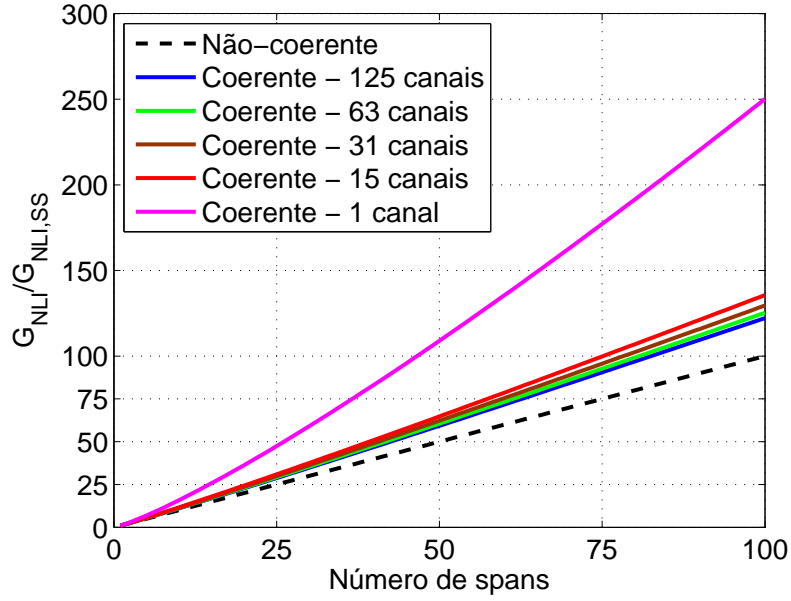


Figura 4.7: Acúmulo da densidade espectral de potência de interferência NL ao longo de múltiplos *spans* para diferentes quantidades de canais.

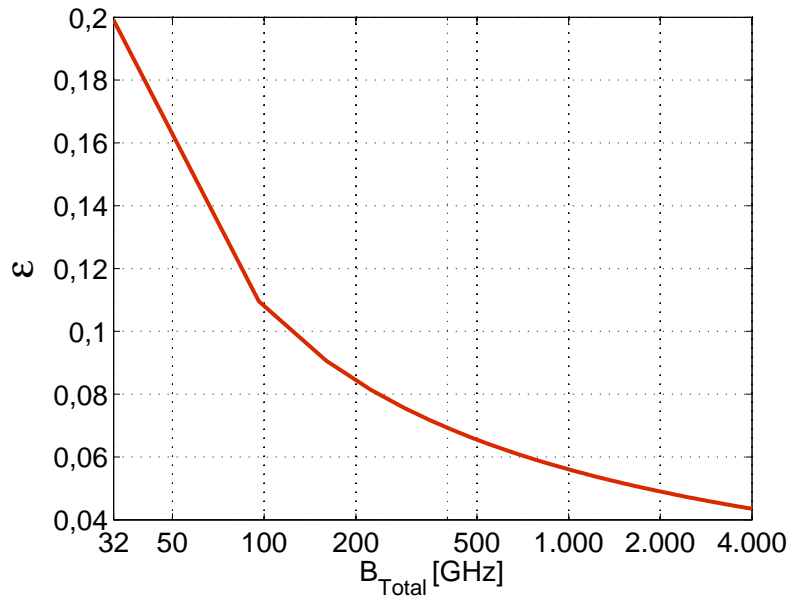


Figura 4.8: Relação entre o coeficiente  $\epsilon$  (Equação 4.15) e a banda óptica responsável por provocar interferência não-linear no canal de referência.

normalizado de eficiência de FWM (Equação 4.4) em função das frequências  $f_1$  e  $f_2$ , com  $f = 0$ . Observa-se que  $\rho(f_1, f_2, f)$  decresce rapidamente ao longo dos eixos  $f_1$  e  $f_2$ , de maneira que na região  $f_1, f_2 \in [-200, 200]$ GHz esse fator é maior no centro do plano cartesiano e na região próxima dos eixos. Essa figura ilustra o fato de que a interferência não-linear mais significativa advém da parte central do espectro. A seguir, esse resultado será confirmado sob outro ponto de vista.

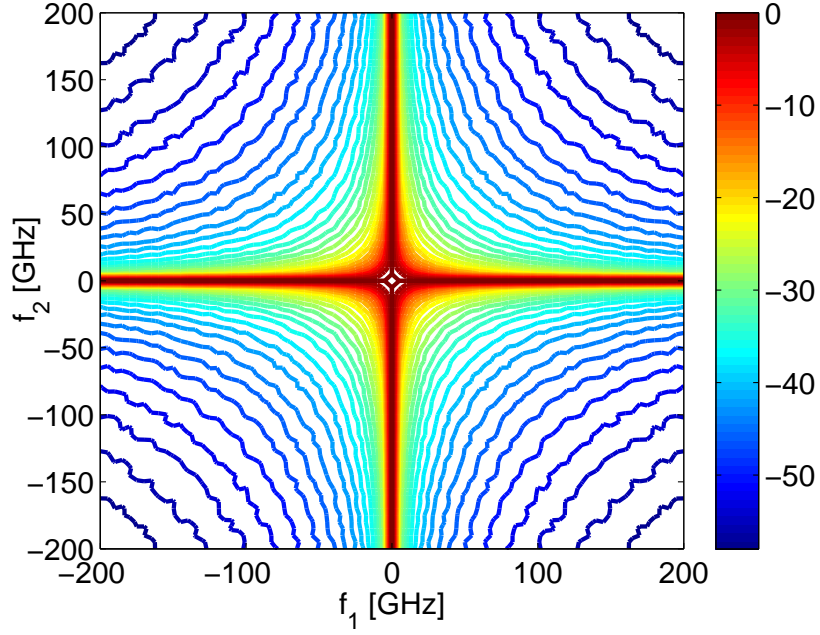


Figura 4.9: Fator normalizado de eficiência de FWM, para espectro de 4 THz, avaliado para  $f = 0$ . Escala em decibels.

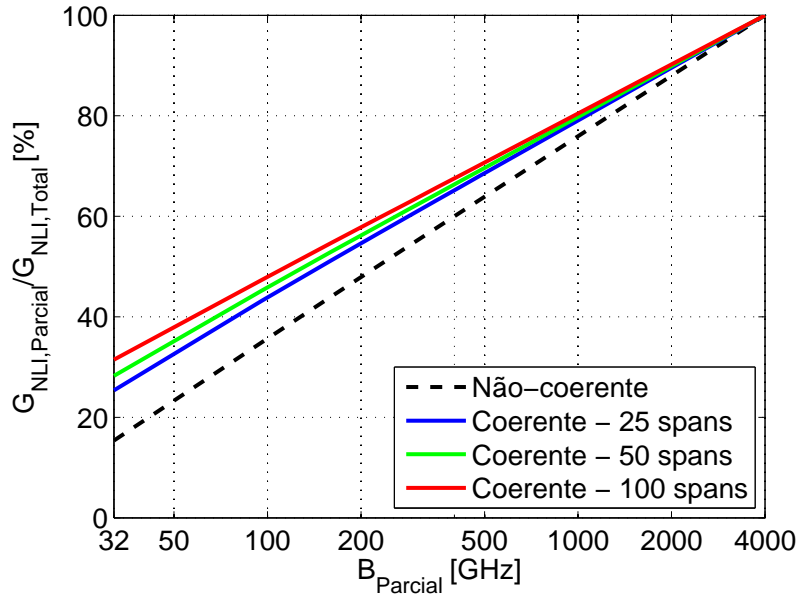


Figura 4.10: Parcela percentual de interferência NL gerada pela banda parcial para diferentes quantidades de *spans*.

A parcela relativa de interferência NL relativa a uma dada banda  $B_{\text{Parcial}}$ , simétrica ao centro do espectro, é definida por

$$g_{\text{NLI}}(B_{\text{Parcial}}) = \frac{G_{\text{NLI}}(0)|_{B_{\text{Parcial}}}}{G_{\text{NLI}}(0)|_{B_{\text{Total}}}}. \quad (4.17)$$

O comportamento do acúmulo de interferência NL com relação à banda óptica parcial

é exemplificado pela Figura 4.10. É interessante notar que os cinco canais centrais do espectro ( $B_{\text{Parcial}} = 160$  GHz) são responsáveis por mais de 40% da interferência NL gerada por todos os 125 canais, para todos os casos de acúmulo não-coerente e coerente. Ademais, quanto maior é a quantidade de *spans*, maior é a contribuição dos canais centrais para interferência NL. Esse segundo resultado é consequência do comportamento do coeficiente  $\epsilon$  com a banda óptica (ver Figura 4.8), já que quanto menor a banda, maior é o valor de  $\epsilon$ .

#### 4.3.4 Relação entre potência da interferência NL e potência de transmissão

*Hipótese 1: Acúmulo não-coerente de interferência NL ao longo dos spans*

Considerando um espectro de transmissão formado por canais de Nyquist com formatos perfeitamente retangulares [58], supondo acúmulo não-coerente de interferência NL ao longo dos *spans* [30] (consideração razoável para o caso em que o espectro de transmissão é formado por muitos canais), e baseado no fato de que a interferência NL possui espectro aproximadamente branco, pode-se calcular a potência NLI por [4, 31]

$$P_{\text{NLI}} = N_s G_{\text{NLI,SS}}(0) B_n, \quad (4.18)$$

em que

$$G_{\text{NLI,SS}}(0) = \frac{16}{27} \gamma^2 G_{\text{WDM}}^3 \int \int_{ID} \left| \frac{1 - e^{[j4\pi^2|\beta_2|f_1 f_2 - 2\alpha]L_s}}{2\alpha - j4\pi^2|\beta_2|f_1 f_2} \right|^2 df_1 df_2, \quad (4.19)$$

em que  $ID$  é o domínio de integração da mistura de quatro ondas, descrito na Subseção 4.3.1, e que depende do cenário de ocupação dos canais WDM. A partir da consideração de que o espectro WDM é formado por canais perfeitamente retangulares, a densidade espectral de potência  $G_{\text{WDM}}$  pode ser calculada de forma independente das frequências  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  por

$$G_{\text{WDM}} = \frac{P_{\text{TX}}}{R_s}, \quad (4.20)$$

em que  $P_{\text{TX}}$  é a potência de transmissão óptica por canal e  $R_s$  é a taxa de símbolo do sistema. A partir das Equações 4.18 e 4.19, encontra-se que a potência NLI referente a um único *span* é dada por [31, 59]

$$P_{\text{NLI,SS}} = \eta_{\text{SS}} P_{\text{TX}}^3, \quad (4.21)$$

em que  $\eta_{\text{SS}}$  é o coeficiente de interferência não-linear referente a um *span*, igual a

$$\eta_{\text{SS}} = \frac{16}{27} \gamma^2 \frac{B_n}{R_s^3} \int \int_{ID} \left| \frac{1 - e^{[j4\pi^2|\beta_2|f_1 f_2 - 2\alpha]L_s}}{2\alpha - j4\pi^2|\beta_2|f_1 f_2} \right|^2 df_1 df_2. \quad (4.22)$$

A potência total NLI pode ser reescrita da forma

$$P_{\text{NLI}} = N_s P_{\text{NLI,SS}}, \quad (4.23)$$

e, de forma análoga, pode-se concluir que o coeficiente total (ao longo de todos os *spans*) de interferência NL,  $\eta$ , é igual a

$$\eta = N_s \eta_{\text{SS}}. \quad (4.24)$$

Como a interferência NL pode ser abstraída como um ruído do tipo AWG [48], a partir da Equação 3.18, pode-se definir a OSNR estimada (ao final de uma conexão) de cada canal (com multiplexação de polarização) por [12, 4]

$$\text{OSNR} = \frac{P_{\text{TX}}}{P_{\text{ASE}} + P_{\text{NLI}}}, \quad (4.25)$$

em que  $P_{\text{ASE}}$  é a potência do ruído ASE, definida na Equação 3.27. A OSNR relaciona-se com a relação sinal-ruído elétrica pela equação [8]

$$\text{OSNR} = \frac{p R_s}{2 B_n} \cdot \text{SNR}, \quad (4.26)$$

em que  $p$  é o número de polarizações ortogonais. Como neste trabalho considera-se transmissão com multiplexação de polarização,  $p$  é igual a 2. Substituindo as Equações 4.23 e 4.21 em 4.25, e considerando que a potência total do ruído ASE é igual à potência ASE por *span*,  $P_{\text{ASE,SS}}$ , multiplicada pelo número de *spans*, verifica-se que

$$\text{OSNR} = \frac{P_{\text{TX}}}{P_{\text{ASE}} + \eta P_{\text{TX}}^3} = \frac{P_{\text{TX}}}{N_s (P_{\text{ASE,SS}} + \eta_{\text{SS}} P_{\text{TX}}^3)}. \quad (4.27)$$

Dado que existe uma OSNR requerida,  $\text{OSNR}_{\text{req}}$ , para se transmitir a uma certa taxa de dados livre de erros, *i.e.*, com BER pós-FEC menor ou igual a  $10^{-15}$ , o alcance transparente para essa  $\text{OSNR}_{\text{req}}$  é igual a

$$L_{\text{Total}} = N_s L_s = \frac{P_{\text{TX}}}{\text{OSNR}_{\text{req}} [F(e^{2\alpha L_s} - 1) h\nu B_n + \eta_{\text{SS}} \cdot (P_{\text{TX}})^3]} \cdot L_s. \quad (4.28)$$

Analisando a Equação 4.27, observa-se que existe uma certa potência  $P_{\text{TX}}$  que maximiza a OSNR estimada do sistema, e que, conseqüentemente, maximiza o alcance transparente. Derivando-se a Equação 4.27 com respeito a  $P_{\text{TX}}$ , encontra-se que o valor máximo da OSNR estimada é válido para a potência ótima de transmissão,  $P_{\text{TX,OPT}}$ , igual a

$$P_{\text{TX,OPT}} = \left( \frac{P_{\text{ASE}}}{2\eta} \right)^{\frac{1}{3}} = \left( \frac{P_{\text{ASE,SS}}}{2\eta_{\text{SS}}} \right)^{\frac{1}{3}}. \quad (4.29)$$

Substituindo a Equação 4.29 em 4.21 e, o resultado desta, na Equação 4.23, conclui-se que no ponto ótimo de OSNR a potência NLI é igual à metade da potência do ruído ASE. Dessa forma, a OSNR estimada ótima é igual a

$$\text{OSNR}_{\text{OPT}} = \frac{P_{\text{TX,OPT}}}{(3/2)P_{\text{ASE}}}. \quad (4.30)$$

Substituindo a Equação 3.27 em 4.30, verifica-se que o alcance transparente otimizado  $L_{\text{Total,OPT}}$  [5], é igual a

$$L_{\text{Total,OPT}} = N_s L_s = \frac{P_{\text{TX,OPT}}}{(3/2)\text{OSNR}_{\text{req}} \cdot F(e^{2\alpha L_s} - 1)h\nu B_n} L_s. \quad (4.31)$$

*Hipótese 2: Acúmulo coerente de interferência NL ao longo dos spans*

Como apresentado anteriormente, em situações nas quais deseja-se avaliar o impacto da interferência não-linear oriunda de espectro com banda reduzida, *e.g.*, da ordem de gigahertz, a hipótese de acúmulo coerente de interferência NL torna-se mais fidedigna com os resultados experimentais [31].

A partir da Lei- $\epsilon$ , descrita pelas Equações 4.14 e 4.15, verifica-se que

$$\eta = N_s^{1+\epsilon} \eta_{\text{SS}}. \quad (4.32)$$

Consequentemente,

$$P_{\text{NLI}} = \eta P_{\text{TX}}^3 = N_s^{1+\epsilon} \eta_{\text{SS}} P_{\text{TX}}^3. \quad (4.33)$$

Dessa maneira, a partir das Equações 4.25 e 4.33, verifica-se que a relação entre OSNR estimada, potência do ruído ASE e potência da interferência não-linear pode ser descrita por

$$\text{OSNR} = \frac{P_{\text{TX}}}{N_s P_{\text{ASE,SS}} + N_s^{1+\epsilon} \eta_{\text{SS}} P_{\text{TX}}^3}, \quad (4.34)$$

A Equação 4.34 é uma equação transcendental com relação à variável  $N_s$ , que é a variável de interesse para o cálculo do alcance transparente. Assim, para o caso em que deseja-se transmitir com potência de lançamento  $P_{\text{TX}}$  arbitrária, o alcance transparente é definido pela solução numérica da Equação 4.34, para uma dada OSNR requerida. Para o caso específico de potência ótima de transmissão, a partir das Equações 4.33, 4.25 e 3.28, tem-se que

$$P_{\text{TX, OPT}} = \left( \frac{P_{\text{ASE}}}{2\eta} \right)^{\frac{1}{3}} = \left( \frac{P_{\text{ASE,SS}}}{2\eta_{\text{SS}} N_s^\epsilon} \right)^{\frac{1}{3}}. \quad (4.35)$$

Substituindo a potência ótima da Equação 4.35 em 4.34, tem-se que a OSNR estimada ótima é igual a:

$$\text{OSNR}_{\text{OPT}} = \frac{\left(\frac{P_{\text{ASE,SS}}}{2N_s^\epsilon \eta_{\text{SS}}}\right)^{1/3}}{(3/2)N_s P_{\text{ASE,SS}}}. \quad (4.36)$$

Nesse caso, o alcance transparente otimizado pode ser estimado por:

$$L_{\text{Total,OPT}} = N_s L_s = \left[ \frac{1}{(27/4)\eta_{\text{SS}} P_{\text{ASE,SS}}^2 \text{OSNR}_{\text{req}}^3} \right]^{\frac{1}{\epsilon+3}} L_s. \quad (4.37)$$

Os comportamentos do alcance transparente e da OSNR com relação à potência de transmissão do canal central do espectro são ilustrados pelas Figuras 4.11 e 4.12, respectivamente, para ambas as hipóteses de acúmulo de interferência NL ao longo dos *spans*. Ambas as figuras foram avaliadas para o cenário óptico descrito na Seção 4.3.2.

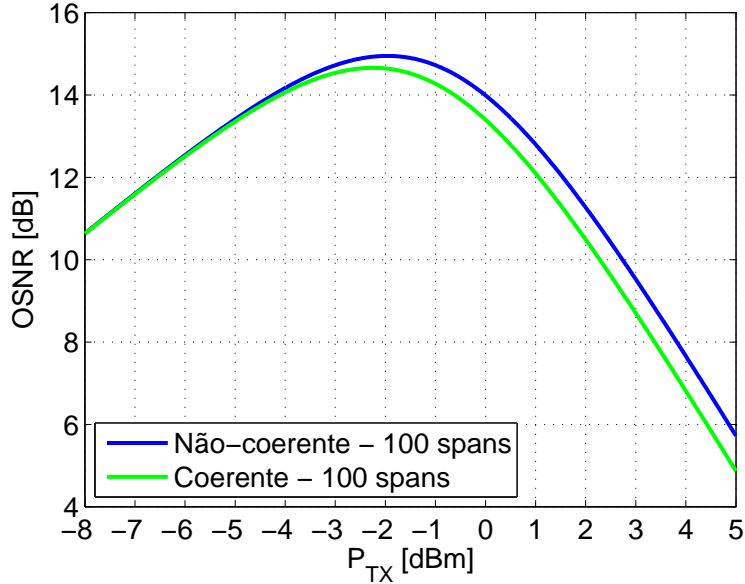


Figura 4.11: Relação entre OSNR estimada e potência de transmissão para as hipóteses de acúmulo não-coerente e coerente.

Na Figura 4.11, observa-se que até a potência de -3 dBm, aproximadamente, a OSNR estimada varia linearmente com  $P_{\text{TX}}$ . Isso ocorre porque a potência NLI, nessa faixa de potência, é muito menor do que a potência do ruído ASE. Próximo de -2 dBm, ambas as curvas atingem o seu ponto ótimo, e a partir dessa potência, a interferência NL passa a dominar o sistema, reduzindo a OSNR estimada proporcionalmente com  $P_{\text{TX}}$ . A curva para a hipótese de acúmulo coerente é ligeiramente inferior à curva de hipótese de acúmulo não-coerente, após a faixa de comportamento linear. Isso ocorre porque o caso com acúmulo coerente apresenta espectro  $G_{\text{NLI}}$  de maior intensidade (ver Figura 4.7). A potência ótima de transmissão também é ligeiramente inferior no caso



coerente, já que o seu coeficiente de interferência NL cresce, com o número de *spans*, a uma maior taxa do que no cenário não-coerente.

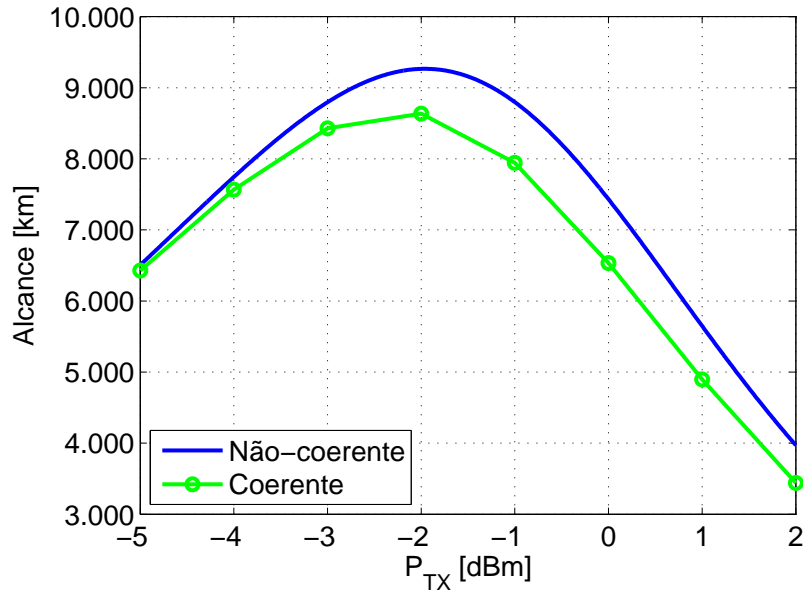


Figura 4.12: Relação entre alcance transparente e potência de transmissão para as hipóteses de acúmulo não-coerente e coerente, para modulação PM-QPSK.

A Figura 4.12 apresenta os resultados de alcance por potência de transmissão para a modulação PM-QPSK, com OSNR requerida de 14,5 dB. Essa OSNR possui margem de segurança de 3 dB, e penalidade de codificação para um código corretor de erro com 20,5% de redundância, com NCG igual a 9,7 dB [35]. De forma similar à Figura 4.11, ambos os cenários para hipótese de transmissão não-coerente e coerente possuem desempenho similar até -3 dBm de potência de lançamento. A partir daí, as curvas atingem o ponto ótimo máximo e entram, logo em seguida, em regime de considerável não-linearidade.

#### 4.4 Precisão do Modelo GN

A aplicação do modelo GN neste trabalho – ao invés de outros modelos ou métodos de estimação de efeitos não-lineares – foi motivada pela sua precisão suficiente e satisfatória para se modelar o desempenho sistêmico de enlaces ópticos de longa distância, sem compensação óptica de dispersão cromática. Validações por simulações e experimentais do modelo são apresentadas, por exemplo, em [30, 60, 61]. Ademais, o modelo possui a vantagem de ter baixa complexidade para a implementação.

No entanto, alguns trabalhos recentes [56, 29] têm rechaçado algumas hipóteses do modelo GN, como a independência das interferências não-lineares com relação ao formato de modulação e a aproximação da interferência NL como um ruído AWG.

Além disso, esses trabalhos também destacam a falta de precisão do modelo GN para estimação de interferência NL nos *spans* iniciais de um dado enlace.

De fato, nos primeiros *spans*, a dispersão cromática acumulada é pequena, fazendo com que o sinal óptico ainda não apresente propriedades Gaussianas. No entanto, ao longo dos *spans* seguintes, essa aproximação se torna cada vez mais precisa. Com relação às hipóteses de transparência ao formato de modulação e às propriedades Gaussianas do sinal, fatores de correção são apresentados em [29, 62]. No entanto, para os objetivos deste trabalho, o modelo GN se mostrou como uma ferramenta satisfatória para a tarefa de realizar análises teóricas do desempenho de sistemas de longa distância.

Por fim, é importante ressaltar que adaptações e novas propostas de modelamento de não-linearidades surgem com frequência desde o desenvolvimento das comunicações ópticas. O elevado impacto dessa interferência nos sistemas ópticos, aliado ao teor desafiador da sua descrição física/matemática fazem com que esse tema seja pauta constante de discussões e pesquisas da comunidade óptica.

#### 4.5 Conclusão

Este capítulo apresentou uma breve descrição de um modelo perturbativo eficiente na estimação da potência da interferência não-linear, que é um dos principais limitantes dos sistemas ópticos atuais. Baseado nas características Gaussianas de sinais em sistemas sem compensação óptica de dispersão cromática, o modelo GN é uma ferramenta útil para se analisar projetos de enlaces ópticos de transmissão. O modelamento apresentado neste capítulo, as suas hipóteses e as equações encontradas para estimação de alcance transparente serão consideradas nos capítulos seguintes deste trabalho.

## Capítulo 5 Transceptores com Taxa de Código Variável

Este capítulo apresenta a proposta de abordagem do chamado transceptor de taxa de código variável (*Variable-Code-Rate Transceiver* – VCRT). São definidos alguns parâmetros de transmissão da camada física que permitem uma avaliação teórica da relação de compromisso entre taxa líquida de transmissão e alcance transparente do VCRT. Os enlaces ópticos estudados são compostos de fibra monomodo e, para fins de análise teórica, são limitados essencialmente por ruído ASE e pela interferência não-linear.

### 5.1 Motivação

Como discutido no Capítulo 3, o máximo alcance que um sinal óptico consegue se propagar sem a necessidade de regeneração é chamado de alcance transparente. Essa distância é definida para o máximo alcance tal que o valor da OSNR estimada é maior ou igual que a OSNR requerida para a recuperação do sinal. Para se atingir certa flexibilidade no alcance transparente dos transceptores, trabalhos recentes sugerem a adaptação de alguns parâmetros de transmissão. São eles, basicamente:

- Taxa de símbolo

A variação desse parâmetro é limitada pela largura de banda do canal e pela resolução dos DACs e ADCs. Mesmo que a restrição da grade fixa de canal de 50 GHz seja contornada pela aplicação de grade flexível com menor granularidade (*e.g.*, 12,5 GHz) [17], ainda assim a taxa máxima de símbolos estará restringida ao estado-da-arte dos DACs/ADCs [5].

Ademais, a mudança da taxa de símbolo sem interrupção ou perda de dados na transmissão ainda é uma tarefa desafiadora [63, 19].

- Formato de modulação

A opção de se adaptar o formato de modulação foi proposta principalmente para as chamadas redes elásticas [17]. A mudança entre os formatos de modulação de chaveamento por desvio de fase binário (*binary phase shift keying* – BPSK), QPSK, 16QAM e 64QAM possibilita certa flexibilidade entre eficiência espectral e alcance, mas com poucas opções de ponto de operação.

- Taxa do código corretor de erro

Outro parâmetro que permite obter flexibilidade no alcance é a taxa do código corretor de erro. Essa flexibilidade não é tipicamente adotada em sistemas ópticos, que tradicionalmente trabalham com parcela de redundância constante, como descrito na Tabela 2.3.

Inspirados em outros sistemas de comunicação [28, 64] que aplicam a adaptação da taxa de código conjuntamente com a mudança dos formatos de modulação, trabalhos recentes da comunidade óptica têm sugerido a aplicação de FEC variável [22, 65, 66].

A partir da Figura 2.9, verifica-se que uma das formas de se reduzir a SNR requerida – para se atingir uma certa capacidade – se dá pelo emprego de formatos de modulação de alta ordem, aliados a uma taxa de código pequena. Por exemplo, supõe-se que se deseja transmitir 100 Gb/s líquidos de informação, a uma taxa de símbolo de 28 Gbaud. Esse cenário requer uma capacidade de 3,57 bits/símbolo. A Figura 2.9 indica que o formato PM-QPSK requer uma SNR de aproximadamente 6 dB, enquanto que o formato PM-16QAM, com maior parcela de redundância, requer 4 dB. Reduzindo-se a SNR (e a OSNR) requerida, o alcance transparente é estendido, de acordo com o desenvolvimento matemático do Capítulo 4.

## 5.2 Proposta

Nesse contexto de flexibilização de alcance, a proposta do transceptor de taxa de código variável é alcançar essa flexibilidade trabalhando com taxa de símbolo e formato de modulação constantes, enquanto que a parcela de redundância do FEC é variada. Dessa forma, mantendo constante a taxa de transmissão bruta e variando o balanço entre informação útil e dados referentes ao FEC (Figura 5.1), o alcance transparente é adaptado. Quanto menor for a parcela de informação útil (e maior a parcela de redundância), maior é o alcance do sistema. Desconsideram-se nesse trabalho outras porções de redundância referentes a protocolos de redes ópticas de transporte (*optical transport network* – OTN) [67] e similares.

## 5.3 Alcance Transparente *versus* Taxa de Transmissão

Com base na proposta de se variar a taxa líquida de transmissão pela adaptação da taxa de código, definiram-se três cenários de simulação, detalhados na Tabela 5.1 [5]. O cenário conservador admite tecnologia atualmente factível: DACs/ADCs cuja resolução limita o formato de modulação para PM-16QAM; códigos corretores de erro com palavras-código pequenas e com penalidade de codificação razoável; e

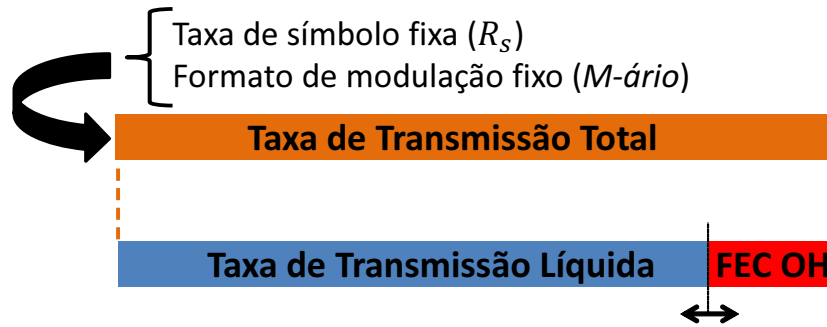


Figura 5.1: Ideia geral de flexibilidade do transceptor de taxa de código variável.

taxa de símbolo distante do limite de Nyquist, no qual a taxa de símbolo é igual ao espaçamento entre canais. Já o cenário agressivo considera tecnologia de um futuro próximo: DACs/ADCs com maior resolução, permitindo modulação de ordem mais alta (PM-64QAM, no caso); códigos corretores de erro com palavras-código de tamanho elevado e com menor penalidade de implementação; e taxa de símbolos mais próxima do limite de Nyquist. Um terceiro cenário (chamado de cenário atual) foi incluído como referência de desempenho da tecnologia comercialmente disponível. Nele, admitiram-se as condições de contorno típicas de sistemas WDM atuais: modulação PM-QPSK, taxa de símbolo de 32 Gbaud e código corretor de erros de decisão suave com 20,5% de redundância, e com penalidade de implementação de 3 dB (NCG = 9,7 dB @ BER =  $10^{-15}$  [35]). Os valores de margem de SNR e de penalidade de implementação foram adicionados à SNR requerida com codificação ideal (ver Figura 2.9). As potências de transmissão foram computadas com base no modelo GN, baseado na hipótese de acúmulo não-coerente de interferência NL ao longo dos spans. Essa hipótese foi adotada pelo fato de a interferência NL advir de toda a banda-C ( $\approx 4$  THz), fazendo que a contribuição coerente seja muito menos significativa do que a não-coerente [55]. Dessa maneira, as potências ótimas descritas na Tabela 5.1 foram calculadas pelas Equações 4.29 e 4.22.

Os enlaces ópticos são formados por fibras monomodo, cuja atenuação  $\alpha$ , parâmetro de dispersão da velocidade de grupo  $\beta_2$  e coeficiente não-linear da fibra  $\gamma$  são descritos na Tabela 5.2 [4]. Os parâmetros sistêmicos, descritos na Tabela 5.3, consideram enlaces idênticos de 100 km com amplificadores EDFAs, igualmente espaçados, com figura de ruído de 5 dB. O espectro considera transmissão WDM com 79 canais de 50 GHz na banda-C, em que o canal de avaliação de desempenho é o canal central do espectro (canal #40). Escolheu-se o canal central como canal de teste pelo fato de que ele é o mais afetado por interferência não-linear dentre todos os canais do espectro [57]. O número total de canais do espectro foi escolhido igual a 79 por ser a quantidade máxima de canais de 50 GHz na banda de 4 THz que permitia a existência de um canal

Tabela 5.1: Cenários de transmissão considerados para análise da relação entre taxa líquida de transmissão e alcance transparente

Parâmetro	Cenário		
	Agressivo	Conservador	Atual
Formato de Modulação	PM-64-QAM	PM-16-QAM	PM-QPSK
Penalidade de Codificação	1,25 dB	3 dB	3 dB
Taxa de Símbolo	44,4 Gbaud	40 Gbaud	32 Gbaud
Distribuição <i>a Priori</i>	PS	Uniforme	Uniforme
Potência de Transmissão	1,09 dBm	0,80 dBm	0,19 dBm
Margem de SNR	3 dB	3 dB	3 dB
Taxa de Transmissão Total	533,33 Gb/s	320 Gb/s	106 Gb/s (constante)

central dividindo o espectro em partes simétricas [57], tornando a aplicação do modelo GN mais conveniente. A potência de lançamento do canal de teste em cada cenário é a potência que otimiza a OSNR em canais dominados por ruído ASE e interferência NL (Equação 4.29), permitindo o máximo alcance nessas condições de canal (Equação 4.31).

Tabela 5.2: Parâmetros da fibra SMF [4, 5]

$\alpha$	$\beta_2$	$\gamma$
0,22 dB/km	-21,7 ps <sup>2</sup> /km	1,27 1/W/km

Tabela 5.3: Parâmetros sistêmicos de enlace [4, 5]

$L_s$	F	$N_{ch}$	$\Delta f$	Canal de teste	$P_{TX}$
100 km	5 dB	79	50 GHz	Canal Central (#40)	$P_{TX,OPT}$ (Eq. 4.29)

Definidos todos os cenários e parâmetros de transmissão, a partir das curvas de capacidade de canal da Figura 2.9, e das Equações 4.22, 4.29, e 4.31, pôde-se obter as curvas de taxa líquida de transmissão *versus* alcance transparente mostradas na Figura 5.2. Além dos resultados para VCRTs (curvas tracejadas), a Figura 5.2 também ilustra os resultados obtidos para transceptor tradicional de taxa de código fixa (*fixed code-rate transceiver* – FCRT) com taxas líquidas de transmissão de 100 Gb/s, 200 Gb/s e 400 Gb/s (curvas sólidas). O ponto referente ao cenário de tecnologia atual também é indicado como referência na figura, atingindo um alcance de 3028 km a uma taxa líquida de 106 Gb/s. A ideia principal da Figura 5.2 consiste no fato de que, para certos valores de alcance, pode-se obter uma taxa líquida de transmissão consideravelmente

maior com o VCRT do que com o FCRT. Por exemplo, para um alcance de 1000 km no cenário agressivo, pode-se aumentar a taxa líquida de 200 Gb/s, com FCRT, para 320 Gb/s, com VCRT.

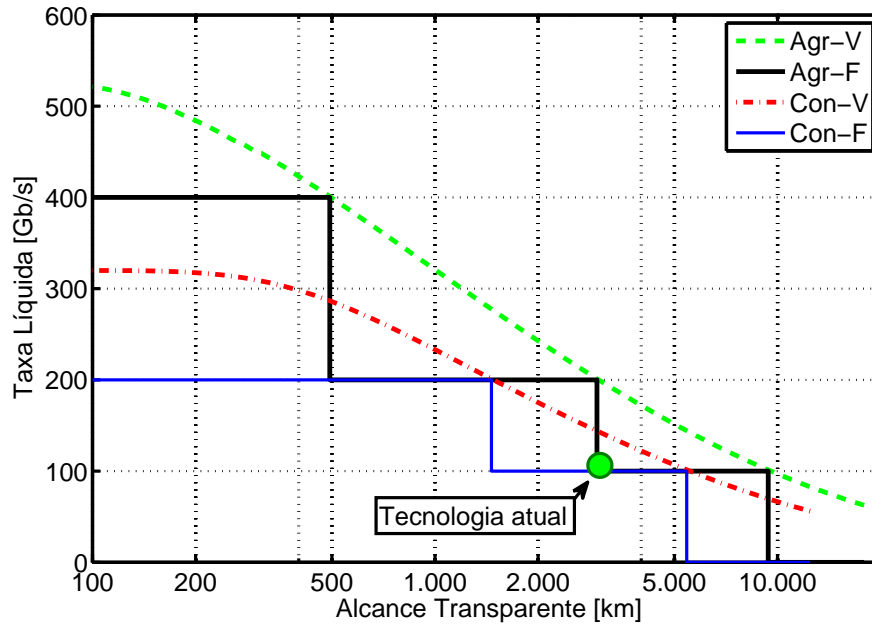


Figura 5.2: Relação entre taxa líquida de transmissão e alcance transparente para cenários agressivo (Agr) e conservador (Con), para transceptores de taxa de código variável (V) e fixa (F).

Na Figura 5.2, a taxa de código é variada de maneira contínua. Essa forma de variação do FEC existe, por exemplo, no sistema de comunicação sem fio do tipo Evolução de Longo Prazo (*Long Term Evolution* – LTE), no qual, a partir de um código corretor erro com taxa de código igual a  $1/3$ , derivam-se códigos com quaisquer outros valores de redundância [28].

No entanto, uma implementação prática de um VCRT é facilitada pela definição de uma quantidade finita de taxas de código disponíveis para operação. Quanto maior a granularidade dos pontos de operação, melhor é o desempenho do transceptor e, conseqüentemente, maior é a sua complexidade de implementação. Dessa forma, a Figura 5.3 também mostra um exemplo das curvas de taxa líquida de transmissão por alcance transparente para VCRT com 16 níveis igualmente espaçados de taxa de código realizáveis. A Tabela 5.4 resume os resultados da Figura 5.3, descrevendo as taxas líquidas de transmissão, as taxas de código e os alcances para os 16 pontos de operação do VCRT nos cenários agressivo e conservador.

A seguir, o Capítulo 6 analisará o desempenho em ambiente de rede de três tipos de transceptores:

- **Transceptor de taxa de código fixa**

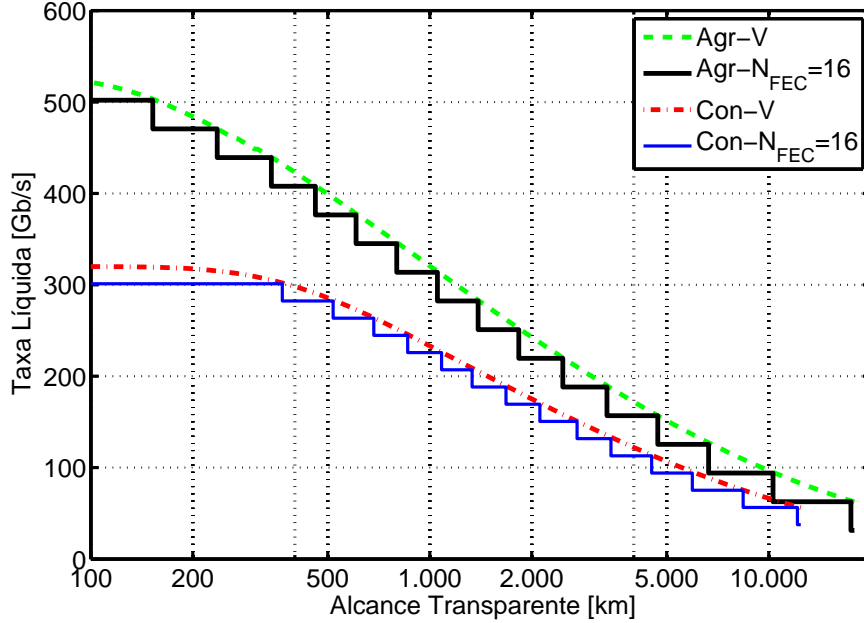


Figura 5.3: Relação entre taxa líquida de transmissão e alcance transparente para cenários agressivo (Agr) e conservador (Con), para VCRTs com taxas de código contínuas (V) e discretas ( $N_{FEC}$ ) com 16 níveis.

Trabalha com taxas líquidas fixas de 100 ou 200 Gb/s, no cenário conservador, e de 100, 200 ou 400 Gb/s, no cenário agressivo.

- **Transceptor de taxa de código variável com taxas contínuas**

Trabalha com taxas líquidas de transmissão que podem excursionar continuamente até 320 Gb/s, no cenário conservador, e até 533,3 Gb/s, no cenário agressivo.

- **Transceptor de taxa de código variável com taxas discretas**

Caso específico do VCRT: trabalha com  $N_{FEC}$  valores discretos de taxa líquida de transmissão, em que  $N_{FEC}$  pode ser igual a 8, 16 ou 32 níveis.

#### 5.4 Limitações do Modelo e da Análise

Apesar de toda a análise dos VCRTs estar restringida neste trabalho a formato de modulação e taxa de símbolo fixos, um transceptor flexível ideal pode possuir graus de liberdade de forma que esses dois parâmetros possam variar conjuntamente com a taxa de código.

Teoricamente, o melhor ponto de operação – definido pelo conjunto {formato de modulação, taxa de símbolo, taxa de código} – que minimiza a OSNR requerida<sup>1</sup> pode

<sup>1</sup>OSNR requerida para se atingir um certo alcance transparente com taxa líquida  $R_b$  e  $BER_{out} \approx 0$ .



Tabela 5.4: Exemplo de VCRT com 16 níveis de operação. \*Alcances extrapolados para SNRs requeridas fora da faixa de análise da curva de capacidade (SNR < -2 dB, Figura 2.9)

Nível FEC		Agressivo		Conservador	
Nível	$R$	$R_b$ líquida (Gb/s)	Alcance (km)	$R_b$ líquida (Gb/s)	Alcance (km)
1	0,06	31,4	>20000*	18,8	>18000*
2	0,12	62,7	17486	37,6	>15000*
3	0,18	94,1	10287	56,5	12155
4	0,24	125,5	6648	75,3	8410
5	0,29	156,9	4706	94,1	5953
6	0,35	188,2	3332	112,9	4516
7	0,41	219,6	2470	131,8	3426
8	0,47	251,0	1831	150,6	2721
9	0,53	282,4	1389	169,4	2112
10	0,59	313,7	1054	188,2	1678
11	0,65	345,1	799	207,1	1333
12	0,71	376,5	606	225,9	1083
13	0,76	407,8	460	244,7	861
14	0,82	439,2	341	263,5	684
15	0,88	470,6	236	282,4	519
16	0,94	502,0	152	301,2	367

ser encontrado a partir das curvas de capacidade da Figura 2.9 e da relação entre OSNR e SNR da Equação 4.26. Foi visto no Capítulo 2 que a taxa líquida de transmissão é calculada pelo produto da capacidade, da Figura 2.9, pela taxa de símbolos (Equação 2.23). Assim, definidos a taxa de símbolo e a taxa líquida de transmissão requerida, as curvas da Figura 2.9 sugerem que a SNR requerida é mínima para o formato de modulação de ordem mais alta (no caso, 64QAM) e com a taxa de código mais baixa de todas as opções.

Com relação à escolha da taxa de símbolos, nosso grupo de trabalho mostrou em [26] que a melhor opção, para minimizar a OSNR requerida, é se trabalhar com o maior valor de taxa de símbolo possível. Apesar de a OSNR requerida ser diretamente proporcional à taxa de símbolos (Equação 4.26), o aumento da taxa de símbolos reduz a capacidade, em bits por símbolo, requerida para se atingir uma certa taxa líquida de transmissão (considerando formato de modulação e taxa de código fixos). Esses dois efeitos combinados, fazem com que a OSNR requerida diminua com o aumento de  $R_s$ . Ademais, com relação à interferência NL, o aumento da taxa de símbolo reduz

a densidade espectral de potência (ver Equações 4.19 e 4.20), aumenta o chamado *walk-off* [43] entre símbolos, mitigando assim o impacto do efeito Kerr no sistema.

No entanto, existem outros fatores que devem ser pautados na escolha do ponto de operação do transceptor. Em termos práticos, as limitações de banda elétrica do ADC e do DAC penalizam o desempenho do sistema a taxas de símbolo elevadas. Por outro lado, para taxas de símbolo baixas, a SNR requerida é menor, o que pode prejudicar o desempenho de equalização no DSP do receptor coerente. Ademais, a relação experimental entre OSNR e SNR nos sistemas de transmissão não é exatamente igual à Equação 4.26. Dessa maneira, essas limitações de análise não foram incorporadas nesse trabalho, mas devem ser levadas em consideração em projetos práticos.

## 5.5 Conclusão

Este capítulo apresentou os transceptores de taxa de código variável, e analisou o seu desempenho para transmissão ponto-a-ponto em um cenário com canais WDM. Além de permitir a flexibilização em termos de alcance, os VCRTs permitem a transmissão de maiores taxas líquidas do que FCRTs com igual alcance transparente.

## Capítulo 6 Impacto em Ambiente de Rede e Resultados

No Capítulo 5, avaliou-se a relação entre alcance e taxa líquida de transmissão dos transceptores de taxa de código variável em conexões ponto-a-ponto. Dessa forma, deseja-se agora observar o impacto da aplicação desses transceptores em ambiente de rede, e comparar o custo de algumas redes representativas com transceptores de taxa de código variável e fixa. Neste capítulo, as hipóteses de análise e os índices de avaliação são inicialmente ilustrados para uma rede exemplo, e, em seguida, realiza-se a análise para topologias mais complexas, nomeadamente para as redes alemã, europeia e americana [6].

### 6.1 Rede Exemplo

Antes de se iniciar a descrição das condições de contorno consideradas no ambiente de rede, apresenta-se a rede exemplo da Figura 6.1, cuja topologia será utilizada ao longo deste capítulo para ilustrar os conceitos e métricas adotadas no cenário de rede. Para estudá-la, considera-se um transceptor hipotético de taxa de código variável, cujos pontos de operação estão destacados na Tabela 6.1.

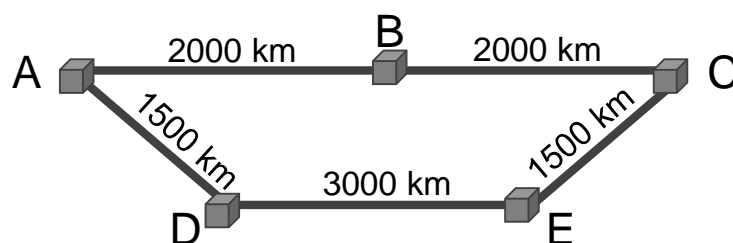


Figura 6.1: Topologia da rede exemplo.

### 6.2 Hipóteses Consideradas

Na análise de custo das redes ópticas, o cenário considerado apresenta as seguintes características:

1. Dado que uma rede possui  $N_n$  nós, todos os  $N_n \cdot (N_n - 1)/2$  pares origem-destino possuem demanda de transmissão, *i.e.*, conexão.

Exemplo: Para a rede de 5 nós da Figura 6.1, todas 10 demandas bidirecionais possíveis são consideradas para avaliação das métricas de custo.

Tabela 6.1: Pontos de operação de um transceptor de taxa de código variável hipotético a ser aplicado na rede exemplo

Taxa Líquida de Transmissão	Alcance Transparente
100 Gb/s	9.000 km
120 Gb/s	6.000 km
150 Gb/s	4.000 km
200 Gb/s	3.000 km
250 Gb/s	2.000 km

2. As demandas das conexões de transmissão possuem taxa de transmissão constante (tráfego estático), são bidirecionais e simétricas.

Exemplo: Para uma demanda de 100 Gb/s entre o par origem-destino A-B, significa que existe tráfego de 100 Gb/s com origem em A e destino em B, e, para uma outra conexão por fibra, também existe tráfego de 100 Gb/s com origem em B e destino em A.

3. Todas as demandas são roteadas pelo caminho de menor distância (algoritmo de Dijkstra [68]).

Exemplo: Uma demanda entre os nós A e E é roteada pelo caminho A-D-E (ver Figura 6.1).

4. Para demandas com transmissão transparente, isto é, sem conversão opto-eletro-óptica, requer-se um único par de transceptores (um transceptor em cada nó inicial e final). Para cada regeneração requerida, adiciona-se um novo par de transceptores no nó regenerador.

A Figura 6.2 ilustra os transceptores existentes em uma conexão exemplificativa formada por três nós, no caso em que existe regeneração no nó intermediário. As linhas pretas tracejadas delimitam os nós das rotas de transmissão; as linhas sólidas em azul destacam os transceptores; as linhas sólidas alaranjadas mostram os regeneradores; e as setas pretas indicam a direção de transmissão do sinal. Desta maneira, cada transceptor corresponde a um equipamento de transmissão e outro de recepção, em um mesmo nó, relacionados com a mesma demanda bidirecional. Neste exemplo, existem quatro transceptores (dois nos nós das extremidades da rota de transmissão e outros dois no nó intermediário, com a função de regeneração).

Exemplo: Uma demanda de até 150 Gb/s entre os nós A e C (rota de trabalho

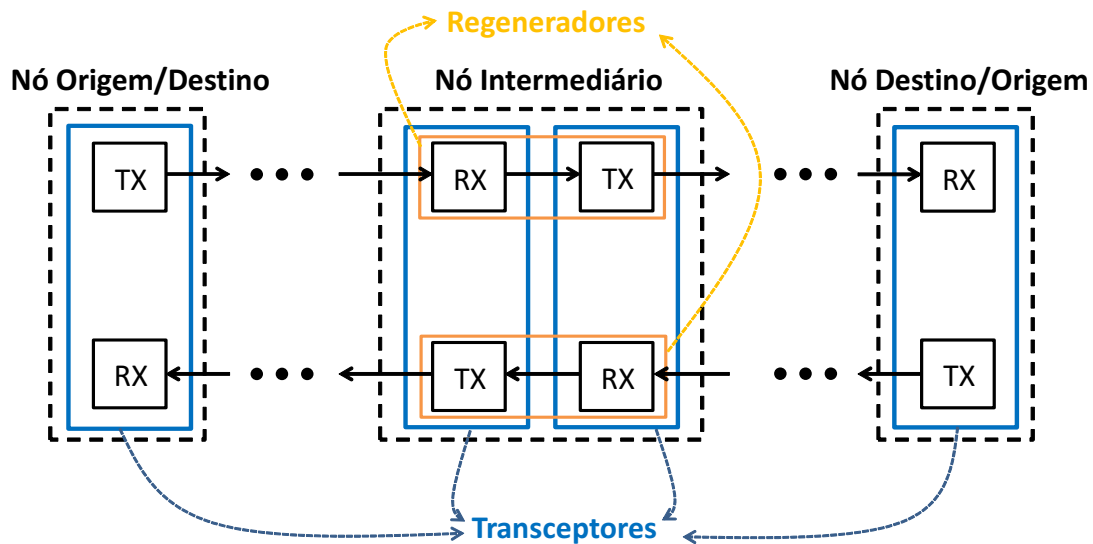


Figura 6.2: Transceptores (caixas com linhas sólidas em azul) requeridos em uma conexão óptica com três nós (caixas com linhas pontilhadas em preto), com regeneradores (caixas com linhas sólidas em alaranjado) no nó intermediário.

A-B-C, na Figura 6.1) requer um único par de transceptores, mas uma demanda de 200 Gb/s requer dois pares, devido à necessidade de regeneração no nó B.

5. Considera-se que todos os canais do espectro estão ativos, em que o canal de interesse da análise é o canal central do espectro.
6. Na análise de transmissão de cada par origem-destino, independentemente da quantidade de nós da rota, consideram-se como limitantes para a transmissão as perdas por propagação na fibra, o ruído ASE e a interferência não-linear. As perdas de inserção e as penalidades de filtragem inerentes à arquitetura dos nós não foram consideradas neste trabalho [69, 70, 71].

### 6.3 Proteção Suave

À medida que o volume de dados transportados pelas redes ópticas aumenta, torna-se cada vez mais importante preocupar-se com a probabilidade de disponibilidade da rede, que tipicamente deve ser no mínimo igual a 99,999%, o que equivale a uma interrupção de pouco menos que 5 minutos a cada período de um ano [10]. Dessa forma, a proteção das demandas é fundamental para se garantir a sobrevivência da rede a eventuais falhas nos seus enlaces. No entanto, as conexões de proteção geralmente possuem custos de capital e de operação maiores do que as conexões principais, dado que o caminho de proteção é, em geral, mais extenso que o caminho principal. Assim, para as mesmas condições de transmissão, as rotas de proteção geralmente demandam

mais regeneradores do que as rotas principais.

É nesse contexto que os VCRTs apresentam uma solução interessante de redução de custo das rotas de proteção. A partir da característica entre taxa de transmissão e alcance transparente do VCRT, podem-se realizar proteções dedicadas para cada demanda, em que a taxa líquida de transmissão da rota de proteção é aceitavelmente menor do que a taxa líquida de transmissão da rota de trabalho. Um exemplo de aplicação que aceita redução dinâmica de taxa líquida de transmissão é a transmissão de dados multimídia. O objetivo dessa redução de taxa é fazer com que a rota de proteção possa operar sem a necessidade de acréscimo de novos regeneradores para suprir a maior distância de transmissão.

Por exemplo, supõe-se novamente que o operador da rede exemplo deseja transmitir 150 Gb/s do nó A para o nó C, com o transceptor hipotético. Como a rota de trabalho A-B-C possui 4000 km, o caminho primário não requer regeneração para essa taxa de transmissão (ver Tabela 6.1). No entanto, a rota de proteção A-D-E-C é consideravelmente mais longa, requerendo regeneração nas estações D e E para a proteção do tráfego de 150 Gb/s. Supondo que em situações de contingência o tráfego a ser protegido admita redução da taxa de transmissão de até 25%, uma opção de sobrevivência seria operar os VCRTs a 120 Gb/s na rota de proteção, sem necessidade de regeneração em nó algum. Dessa forma, essa proposta de proteção a menores taxas líquidas de transmissão é denominada *proteção suave*, e o seu conceito<sup>1</sup> foi introduzido por nosso grupo de pesquisa em [5, 73]. A Figura 6.3 ilustra o exemplo citado.

Ao longo deste capítulo, as penalidades da rota de proteção (RP) serão estimadas da seguinte maneira:

$$\Delta R_b^{\text{RP}} = 100 \cdot \frac{R_{b,\text{Max}}^{\text{RT}} - R_{b,\text{Max}}^{\text{RP}}}{R_{b,\text{Max}}^{\text{RT}}} [\%], \quad (6.1)$$

em que  $R_{b,\text{Max}}^{\text{RT}}$  e  $R_{b,\text{Max}}^{\text{RP}}$  são as máximas taxas líquidas de cada par origem-destino que podem ser transmitidas sem regeneração pelas rotas de trabalho e de proteção.

---

<sup>1</sup>Uma outra técnica que também visa à sobrevivência da rede pela flexibilidade da relação entre capacidade e alcance é a chamada restauração por compressão de banda (*Bandwidth Squeezed Restoration* – BSR) [72]. Essa técnica consiste na transmissão de demandas restauradas com menor taxa líquida de dados, em que a redução de taxa é obtida pela alocação de menor banda para os caminhos de restauração. Dessa maneira, a estratégia de BSR é significativamente diferente da proposta de proteção suave, já que na última a redução de taxa líquida de transmissão é conseguida mantendo a banda do canal e reduzindo a sua taxa de código (ver Figura 5.1).

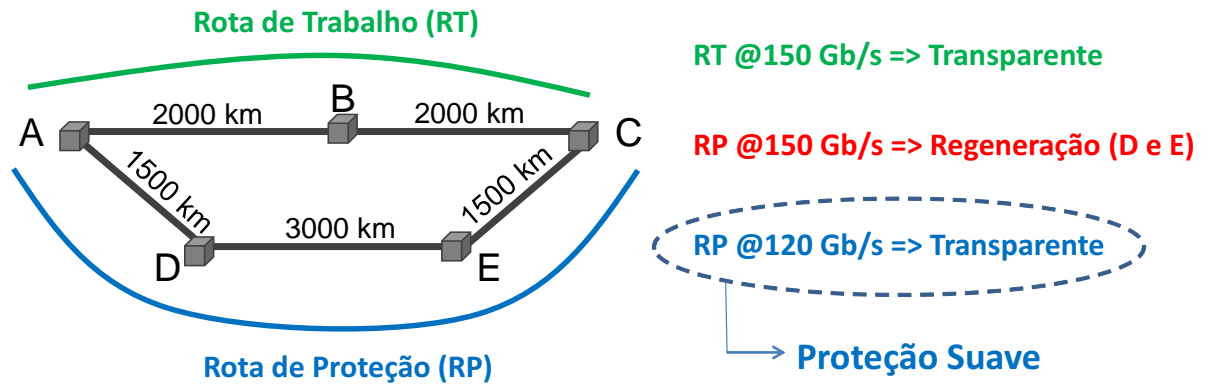


Figura 6.3: Rede exemplo: rotas de trabalho (A-B-C) e de proteção (A-D-E-C) para a demanda correspondente ao par origem-destino A-C. A proteção suave, comparada à proposta de proteção convencional, permite a economia de regenerações nas estações D e E, sob uma penalidade de 20% em capacidade de transmissão.

## 6.4 Figuras de Mérito

As figuras de mérito utilizadas na análise de desempenho dos transceptores nos cenários de rede investigados foram as seguintes:

### 1. Máxima taxa líquida de transmissão alcançável por conexão

Para cada demanda, calcula-se a máxima taxa líquida de transmissão alcançável (do canal de interesse) para se ter conexão transparente nas rotas de trabalho ou de proteção. Em seguida, calcula-se o valor médio dessas taxas considerando todos os pares origem-destino da rede.

Exemplo: A Tabela 6.2 descreve a máxima taxa líquida de transmissão alcançável nas rotas de trabalho para a rede exemplo.

### 2. Bloqueio de distância

O bloqueio de distância ocorre quando o alcance transparente de uma certa taxa de transmissão demandada é menor do que um ou mais enlaces da rota de transmissão. Logo, a demanda é bloqueada nesses casos pela impossibilidade de recuperação do sinal com uma mínima qualidade requerida. A taxa de bloqueio é calculada pela razão percentual de demandas bloqueadas com relação a todas as combinações de pares origem-destino.

Exemplo: A Tabela 6.3 ilustra a situação das demandas da rede exemplo, considerando uma taxa líquida requerida de 250 Gb/s para todas elas. Por exemplo, existe bloqueio de distância para a conexão entre os nós A e E (rota de trabalho A-D-E), já que o enlace D-E, com 3000 km, é maior que o alcance transparente de 2000 km relativo a essa taxa.

Tabela 6.2: Máxima taxa líquida de transmissão alcançável (sem regeneração) para a rota de trabalho dos pares origem-destino da rede exemplo

#Demanda	Par Origem-Destino	Rota de Trabalho	Máx. Taxa Líquida
1	A-B	A-B	250 Gb/s
2	A-C	A-B-C	150 Gb/s
3	A-D	A-D	250 Gb/s
4	A-E	A-D-E	120 Gb/s
5	B-C	B-C	250 Gb/s
6	B-D	B-A-D	150 Gb/s
7	B-E	B-C-E	150 Gb/s
8	C-D	C-E-D	120 Gb/s
9	C-E	C-E	250 Gb/s
10	D-E	D-E	200 Gb/s
Média			189 Gb/s

Tabela 6.3: Situação de cada demanda da rede exemplo considerando taxa líquida requerida de 250 Gb/s para todas as demandas

#Demanda	Par Origem-Destino	Rota Principal	Situação da Demanda
1	A-B	A-B	Operacional
2	A-C	A-B-C	Operacional
3	A-D	A-D	Operacional
4	A-E	A-D-E	Bloqueada
5	B-C	B-C	Operacional
6	B-D	B-A-D	Operacional
7	B-E	B-C-E	Operacional
8	C-D	C-E-D	Bloqueada
9	C-E	C-E	Operacional
10	D-E	D-E	Bloqueada
Taxa de Bloqueio			30% (3/10)

As figuras de mérito utilizadas para a análise de custo das redes foram:

### 1. Quantidade média de transceptores por conexão

É a principal figura de mérito de custo da rede, já que a grande parte do custo de capital das conexões está no valor agregado dos transmissores, receptores e regeneradores. Essa figura de mérito é calculada pela quantidade total de transceptores



requeridos por todas as conexões não-bloqueadas, dividida pela quantidade total de conexões não-bloqueadas, em que admite-se que cada demanda é transmitida pelo canal central do espectro (canal de referência). Para uma conexão sem regeneradores, a quantidade requerida de transceptores é igual a dois (um em cada extremidade da rota de transmissão). Para cada regenerador requerido na conexão, adicionam-se outros dois transceptores à conexão (um para cada sentido de transmissão, como no exemplo da Figura 6.2).

Como exemplo, a Tabela 6.4 detalha a quantidade de transceptores por conexão da rede exemplo para o caso em que todas as demandas requeridas na rede são iguais a 200 Gb/s.

Tabela 6.4: Quantidade requerida de transceptores para cada par origem-destino da rede exemplo considerando demandas requeridas de 200 Gb/s

#Demanda	Par Origem-Destino	Rota Principal	Quantidade de Transceptores
1	A-B	A-B	2 (Sem regeneração)
2	A-C	A-B-C	4 (Regeneração em B)
3	A-D	A-D	2 (Sem regeneração)
4	A-E	A-D-E	4 (Regeneração em D)
5	B-C	B-C	2 (Sem regeneração)
6	B-D	B-A-D	4 (Regeneração em A)
7	B-E	B-C-E	4 (Regeneração em C)
8	C-D	C-E-D	4 (Regeneração em E)
9	C-E	C-E	2 (Sem regeneração)
10	D-E	D-E	2 (Sem regeneração)
Média			3 (30/10)

## 2. Quantidade média requerida de comprimentos de onda

De forma complementar à figura de mérito anterior, esse índice de avaliação também apresenta informação de custo para a rede. Ele é calculado de forma que a taxa de transmissão requerida é cumprida pela transmissão de um ou mais canais centrais do espectro, em que a taxa líquida de cada canal é igual à máxima taxa líquida de transmissão alcançável sem a necessidade de regenerador(es) na rota em questão. A quantidade média é calculada pela razão da quantidade total de canais requeridos por todas as demandas não-bloqueadas pela quantidade total de demandas não-bloqueadas.

Exemplo: A Tabela 6.5 ilustra a quantidade requerida de canais por conexão para o caso em que a demanda requerida para todas as conexões é de 300 Gb/s.

Tabela 6.5: Quantidade requerida de comprimentos de onda para demanda de 300 Gb/s na rede exemplo

#Demanda	Par Origem-Destino	Rota Principal	Quantidade de canais alocados
1	A-B	A-B	2 @250 Gb/s
2	A-C	A-B-C	2 @150 Gb/s
3	A-D	A-D	2 @250 Gb/s
4	A-E	A-D-E	3 @120 Gb/s
5	B-C	B-C	2 @250 Gb/s
6	B-D	B-A-D	2 @150 Gb/s
7	B-E	B-C-E	2 @150 Gb/s
8	C-D	C-E-D	3 @120 Gb/s
9	C-E	C-E	2 @250 Gb/s
10	D-E	D-E	2 @200 Gb/s
Média			2,2 (22/10)

## 6.5 Resultados: Redes Alemã, Europeia e Americana

Uma vez que a ideia geral das figuras de mérito de análise foi apresentada e exemplificada, esta seção realiza a análise de desempenho e de custo de uma arquitetura de rede com VCRTs em três redes com topologias e tamanhos diferentes [6]:

- Rede alemã: topologia correspondente a uma rede alemã hipotética, inicialmente proposta em [74];
- Rede europeia: topologia pan-europeia definida no projeto europeu *COST 266*, descrita em [75];
- Rede americana: topologia baseada na rede *NSFNET*, descrita, por exemplo, em [76].

As topologias citadas acima são apresentadas nas Figuras 6.4, 6.5 e 6.6, respectivamente. A Tabela 6.6 descreve as principais características topológicas dessas redes.

A Tabela 6.7 mostra as estatísticas de extensões máximas, mínimas e médias das rotas de trabalho e de proteção das três redes. Os caminhos de proteção foram escolhidos pelo critério de Dijkstra, de forma que cada rota de proteção corresponde ao menor caminho entre o par origem-destino sob análise, completamente disjunto do caminho de trabalho.

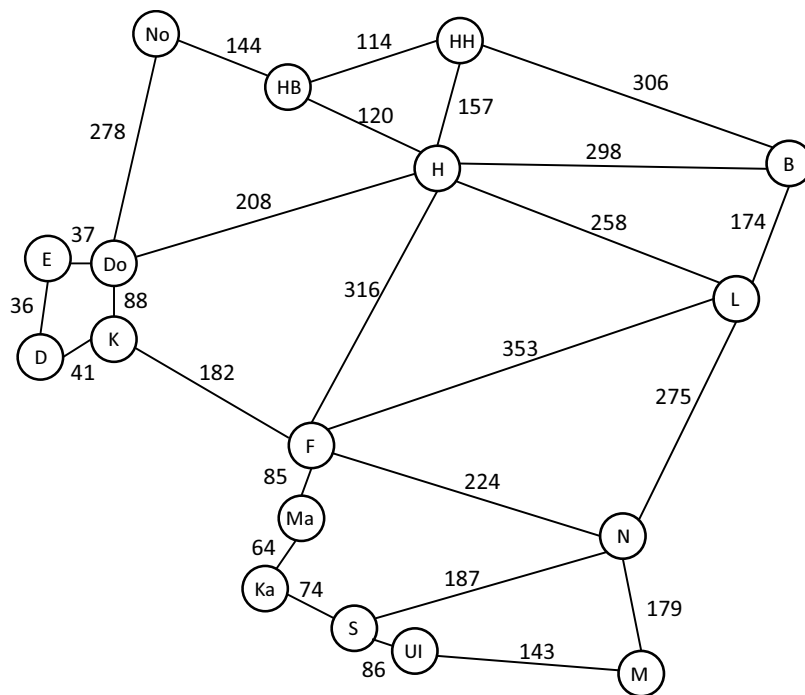


Figura 6.4: Topologia da rede alemã [6]. Distâncias em quilômetros.

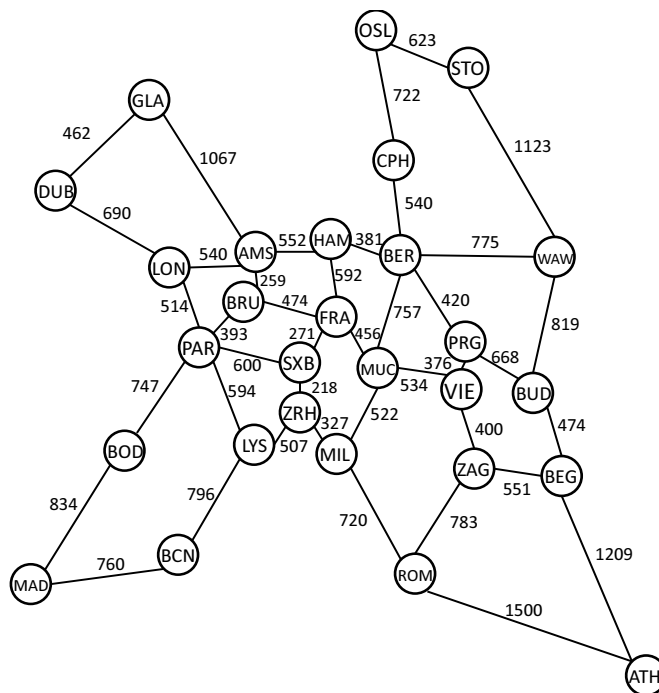


Figura 6.5: Topologia da rede europeia [6]. Distâncias em quilômetros.

### 6.5.1 Máxima taxa líquida de transmissão alcançável

Para cada uma das redes, investigaram-se as máximas taxas líquidas de transmissão possíveis de se obter – sem regeneração nas rotas principal e de proteção – em cada uma das demandas requisitadas. Esse conjunto de taxas será apresentado na forma de diagrama de caixa (*Box Plot*) [5], que mostra cinco patamares (do mais inferior ao mais

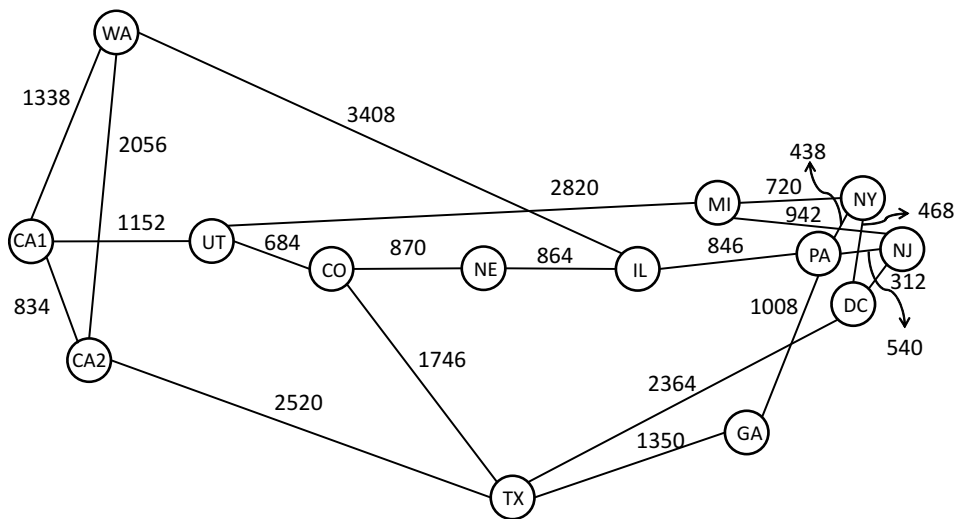


Figura 6.6: Topologia da rede americana [6]. Distâncias em quilômetros.

Tabela 6.6: Principais parâmetros topológicos das redes alemã, europeia e americana [6]

Parâmetro	Rede		
	Alemã	Europeia	Americana
Número de nós	17	28	14
Grau médio de conectividade	3,06	2,93	3,00
Quantidade de pares origem-destino	136	378	91
Número de enlaces (arestas)	26	41	21
Comprimento mínimo de enlace (km)	36	218	312
Comprimento máximo de enlace (km)	353	1500	3408
Comprimento médio de enlace (km)	170,3	625,4	1299,1

Tabela 6.7: Estatísticas de roteamento dos caminhos de trabalho e de proteção para as redes alemã, europeia e americana

Rede	Rota de Trabalho			Rota de Proteção		
	Mín (km)	Média (km)	Máx (km)	Mín (km)	Média (km)	Máx (km)
Alemã	36	414	951	114	707	1160
Europeia	218	1983	5051	871	3214	7836
Americana	312	2722	5316	906	4478	6750

superior): valor mínimo, primeiro quartil, mediana, terceiro quartil e valor máximo. A Figura 6.7 apresenta a forma canônica do diagrama de caixa, com a descrição dos seus patamares e da porcentagem de amostras agrupadas entre eles.

Dessa maneira, o diagrama de caixa será utilizado para se observar como os VCRTs conseguem excursionar suas taxas líquidas de transmissão de acordo com o cenário de

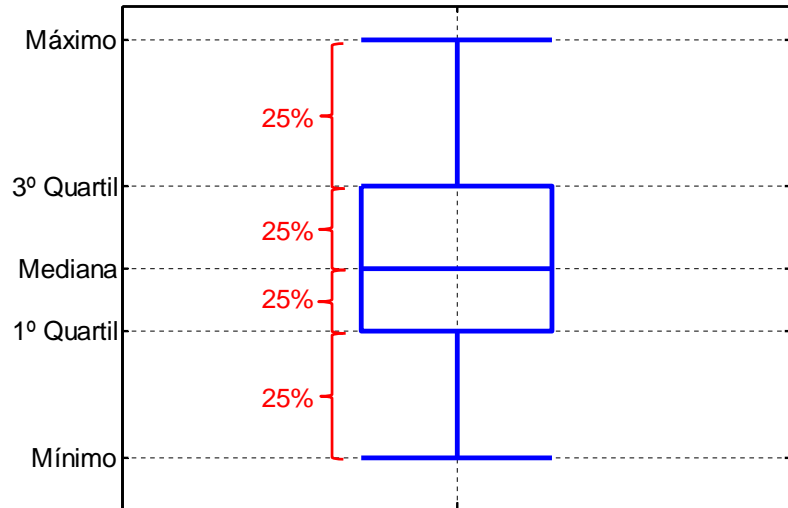


Figura 6.7: Forma padrão do diagrama de caixa para representar as estatísticas de um dado conjunto de amostras.

transmissão e com o tipo de rota (trabalho ou proteção).

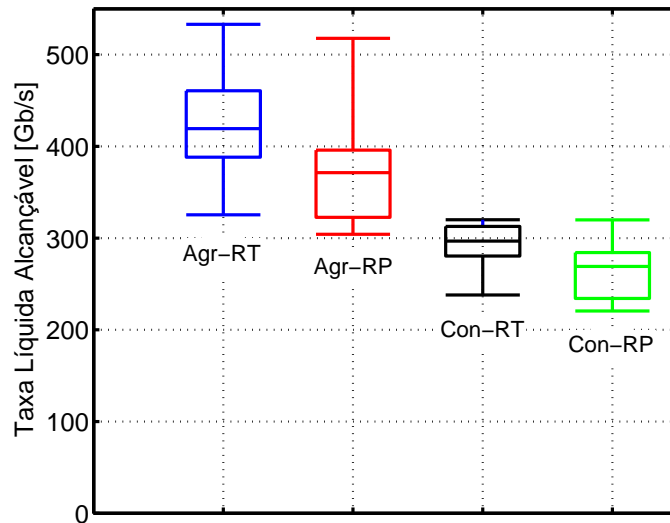


Figura 6.8: Rede alemã: diagrama de caixa com estatísticas da máxima taxa líquida de transmissão alcançável com VCRTs de taxas contínuas. Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção.

Com relação aos VCRTs de taxas contínuas, a Figura 6.8 apresenta quatro diagramas de caixa referentes às rotas de trabalho (RT) e proteção (RP) da rede alemã, com cenário agressivo (Agr) e conservador (Con). Para um mesmo cenário, os diagramas das rotas de proteção apresentam patamares mais baixos, devido aos maiores comprimentos de rota (ver Tabela 6.7) e devido à relação de compromisso entre taxa líquida e

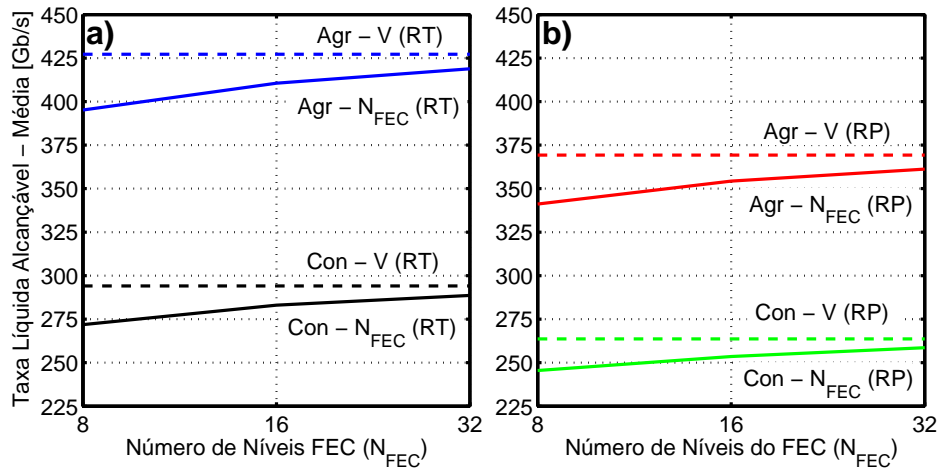


Figura 6.9: Rede alemã: evolução da taxa líquida alcançável média em função da quantidade de níveis FEC dos VCRTs de taxas discretas ( $N_{FEC}$ ) – curvas sólidas – para as rotas de trabalho (a) e de proteção (b). As curvas tracejadas mostram os valores de referência dos VCRTs de taxa contínua (V). Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção.

alcance (ver Figura 5.2). Para o cenário agressivo da rede alemã, os VCRTs conseguem transmitir sem regeneração pelo menos 300 Gb/s em ambos os tipos de rota. Essa constatação é uma forte indicação das vantagens dos VCRTs frente aos FCRTs, os quais, nessa situação poderiam entregar para a rede, tipicamente, taxas iguais a 100 Gb/s, 200 Gb/s ou 400 Gb/s, requerendo regeneradores ou comprimentos de onda adicionais para a transmissão de certas demandas. No cenário conservador, aproximadamente 50% das demandas possuem taxas de transmissão por volta de 300 Gb/s, na rota de trabalho. Na rota de proteção, essa parcela é reduzida significativamente.

Ainda para a rede alemã, a Figura 6.9 mostra o aumento na taxa líquida alcançável média em função do número de níveis FEC dos VCRTs de taxas discretas (curvas sólidas). As linhas tracejadas mostram os valores referentes aos VCRTs de taxas contínuas. Observa-se por exemplo que, com apenas oito níveis de discretização, a taxa média do cenário agressivo está aproximadamente 7,5% inferior ao valor de taxa média dos VCRTs de taxa contínua, tanto para a rota de trabalho quanto para a de proteção. A comparação das Figuras 6.9(a) e (b) também mostra, para um mesmo cenário (agressivo ou conservador), a redução da taxa líquida média da rota de proteção em comparação com a rota de trabalho.

Na Figura 6.10, da rede europeia, mais de 50% das demandas de RT podem ser alocadas com taxas líquidas entre 200 Gb/s e 300 Gb/s, no cenário agressivo. No cenário conservador, por sua vez, somente uma pequena parcela em torno de 25% das demandas de RT conseguem atingir essa mesma faixa de transmissão. A Figura 6.11 apresenta o aumento da taxa líquida média em função de  $N_{FEC}$  também para a rede europeia. Novamente, o desempenho médio dos VCRTs de taxas discretas com 8, 16

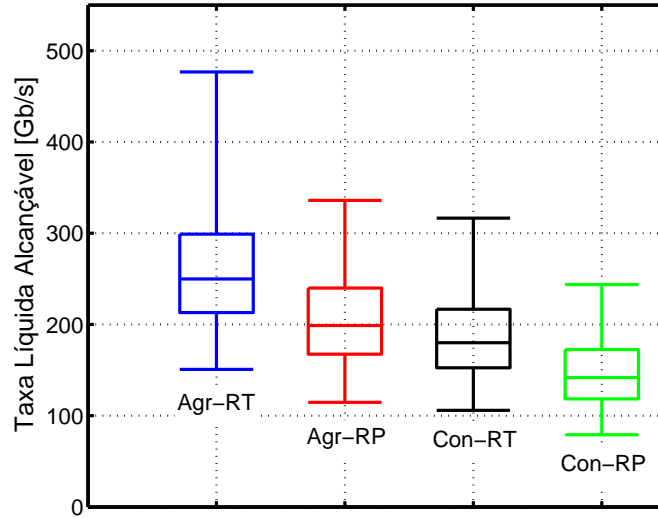


Figura 6.10: Rede europeia: diagrama de caixa com estatísticas da máxima taxa líquida de transmissão alcançável com VCRTs de taxas contínuas. Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção.

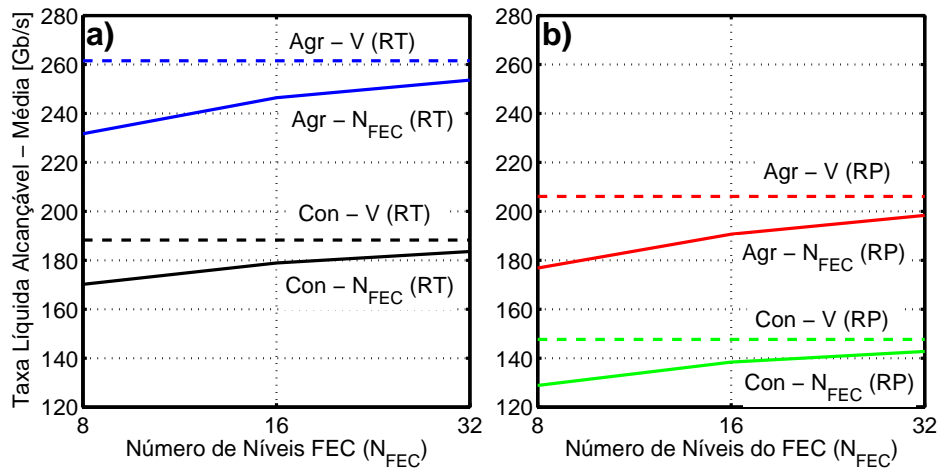


Figura 6.11: Rede europeia: evolução da taxa líquida alcançável média em função da quantidade de níveis FEC dos VCRTs de taxas discretas ( $N_{FEC}$ ) – curvas sólidas – para as rotas de trabalho (a) e de proteção (b). As curvas tracejadas mostram os valores de referência dos VCRTs de taxa contínua (V). Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção.

ou 32 níveis se mostrou bem próximo da performance dos VCRTs de taxas contínuas.

Para os resultados da rede americana, mostrados na Figura 6.12, é importante destacar que, na rota de trabalho do cenário conservador, mais da metade das demandas podem ser transmitidas entre 100 Gb/s e 200 Gb/s. Isso destaca, novamente, o benefício dos VCRTs com relação aos FCRTs de 100 Gb/s e 200 Gb/s, por exemplo. A Figura 6.13 destaca a evolução da taxa líquida média com o número de discretizações para a mesma rede.

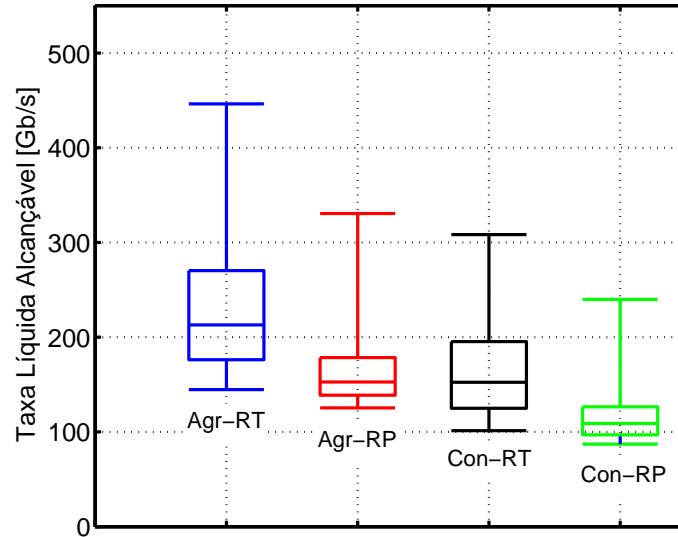


Figura 6.12: Rede americana: diagrama de caixa com estatísticas da máxima taxa líquida de transmissão alcançável com VCRTs de taxas contínuas. Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção.

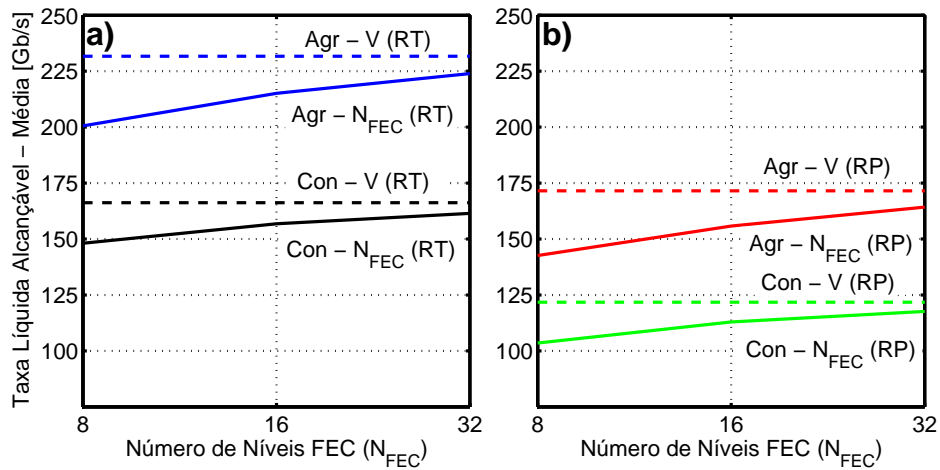


Figura 6.13: Rede americana: evolução da taxa líquida alcançável média em função da quantidade de níveis FEC dos VCRTs de taxas discretas ( $N_{FEC}$ ) – curvas sólidas – para as rotas de trabalho (a) e de proteção (b). As curvas tracejadas mostram os valores de referência dos VCRTs de taxa contínua (V). Agr: cenário agressivo; Con: cenário conservador; RT: rota de trabalho; RP: rota de proteção.

Tabela 6.8: Penalidade média em capacidade das rotas de proteção com respeito às rotas de trabalho

Rede	Penalidade (%)	
	Cenário Agressivo	Cenário Conservador
Alemã	13,5	10,5
Europeia	20,3	20,8
Americana	23,1	23,8



A Tabela 6.8 apresenta os valores médios de penalidade em capacidade devido ao modo de proteção suave para as três redes, calculadas pela Equação 6.1 para os VCRTs de taxas contínuas. De fato, a rede que apresentou maior penalidade de transmissão para RP foi a rede americana, com quase 24% de redução da capacidade para ambos os cenários. Isso significa que, em média, cada demanda da rede americana pode ser protegida com redução de 24% da taxa líquida de transmissão da rota de trabalho, sem necessidade de regeneração para quaisquer das conexões. Os valores médios de penalidade encontrados são aceitáveis ( $\leq 25\%$ ) em situações de contingência, dado que o restabelecimento da transmissão na rota de trabalho não deve demorar muito tempo.

### 6.5.2 Quantidade média de transceptores por conexão e bloqueio de distância

Nesta seção, apresentam-se os resultados referentes à primeira figura de mérito de custo analisada: a quantidade média de transceptores por conexão. Inicialmente, avaliou-se essa figura de mérito de custo e a taxa de bloqueio de distância em função do alcance transparente. A quantidade total de transceptores da rede (para o canal de referência) é o produto da quantidade média de transceptores por conexão pelo número de combinações de nós origem-destino de cada rede (ver Tabela 6.6). A análise a seguir é independente dos cenários definidos e dos tipos de transceptores, mas está intrinsecamente relacionada às características topológicas das redes, e servirá como base para as próximas análises de custo das redes alemã, europeia e americana em função das taxas líquidas de transmissão.

A Figura 6.14 apresenta a quantidade média de transceptores *versus* o alcance transparente para a rede alemã. O alcance mínimo mostrado na figura é de 353 km, o que corresponde à distância do maior enlace dessa rede (ver Tabela 6.6). Logo, garante-se que na faixa de alcances da Figura 6.14, não há ocorrência alguma de bloqueio de distância. O custo máximo da rede é um pouco maior que 3,6 transceptores por conexão. O seu custo mínimo é atingido a partir dos 951 km, que é o comprimento da maior rota de trabalho (ver Tabela 6.7). Ainda para a rede alemã, a Figura 6.15 ilustra a variação da taxa de bloqueio com respeito ao alcance transparente. Como descrito anteriormente, a taxa de bloqueio torna-se nula a partir dos 353 km.

Para a rede europeia, o seu custo máximo sem bloqueio de distância é aproximadamente igual a 3,7 transceptores por conexão, conforme se observa na Figura 6.16. Seu custo mínimo ocorre a partir dos 5051 km de alcance. A Figura 6.17 descreve o comportamento também decrescente da taxa de bloqueio de distância com o alcance para a mesma rede.

De modo semelhante, as Figuras 6.18 e 6.19 mostram os comportamentos para a

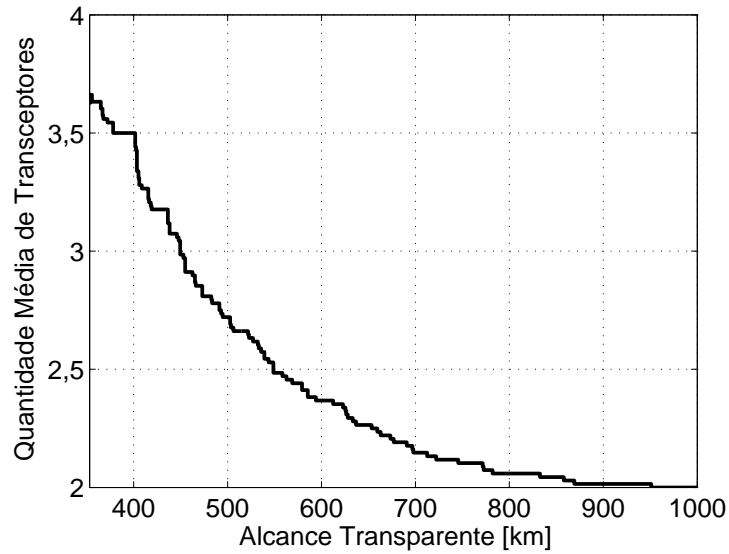


Figura 6.14: Rede alemã: quantidade média de transceptores por conexão *versus* alcance transparente.

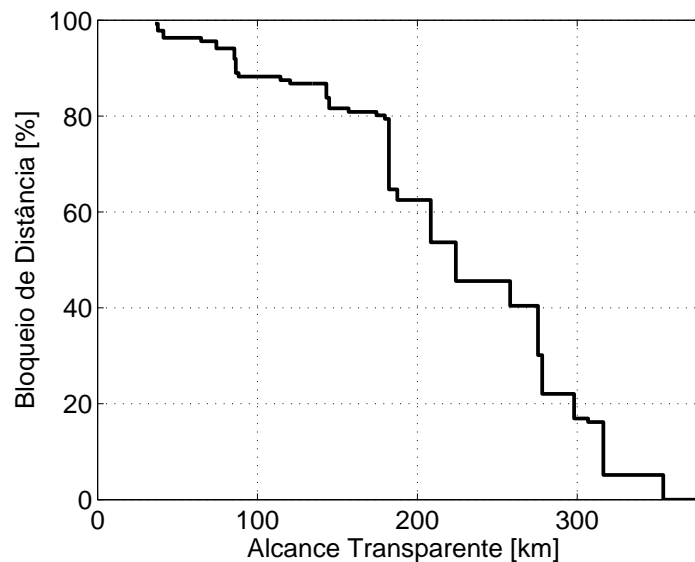


Figura 6.15: Rede alemã: taxa de bloqueio de distância *versus* alcance transparente.

rede americana. Como era de se esperar, a faixa de alcances sem bloqueio de distância inicia-se a partir dos 3408 km. Seu custo máximo nessa região é de pouco mais de 2,7 transceptores por conexão, e a operação da rede com custo mínimo é atingida a partir dos 5316 km.

A partir desses resultados de quantidade média de transceptores por conexão e de bloqueio de distância em função do alcance (Figuras 6.14 - 6.19) conjuntamente com as curvas de taxa líquida de transmissão por alcance (Figura 5.2), verifica-se em seguida a relação das figuras de mérito da rede com respeito às taxas líquidas de transmissão, para três tipos de transceptores: 1) transceptores com taxa de código fixa,

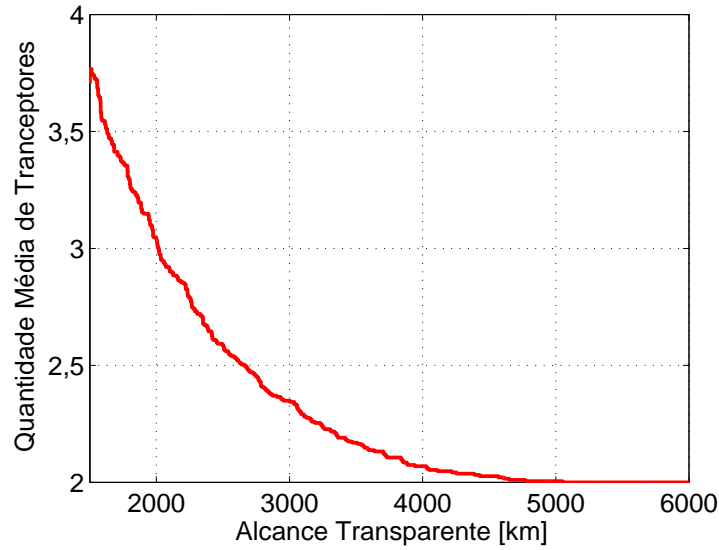


Figura 6.16: Rede europeia: quantidade média de transceptores por conexão *versus* alcance transparente.

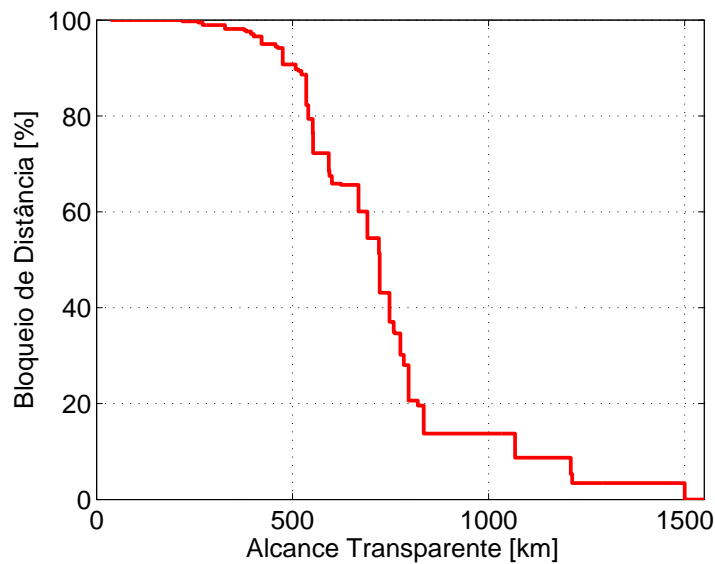


Figura 6.17: Rede europeia: taxa de bloqueio de distância *versus* alcance transparente.

e transceptores de taxa de código variável com 2) taxas contínuas e 3) taxas discretas. A Figura 6.20 apresenta a quantidade média de transceptores por conexão e a taxa de bloqueio de distância, para a rede alemã, em função da taxa líquida de transmissão. No cenário agressivo (Figuras 6.20 (a) e (c)), para taxas líquidas menores que 200 Gb/s, todas as demandas da rede operam sem regeneração, para quaisquer dos três tipos de transceptor. Para taxas líquidas entre 200 e 300 Gb/s, a redução de custo da rede com a utilização de VCRTs é de até 27%, comparado ao custo com os FCRTs. Pouco acima dos 300 Gb/s, VCRTs com oito ou mais níveis de operação ( $N_{\text{FEC}} \geq 8$ ) requerem poucos regeneradores na rede. Já no cenário conservador (Figuras 6.20 (b)

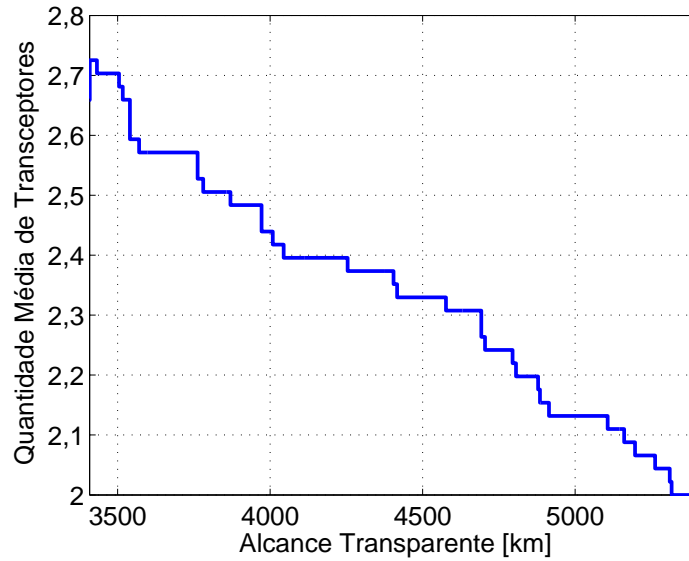


Figura 6.18: Rede americana: quantidade média de transceptores por conexão *versus* alcance transparente.

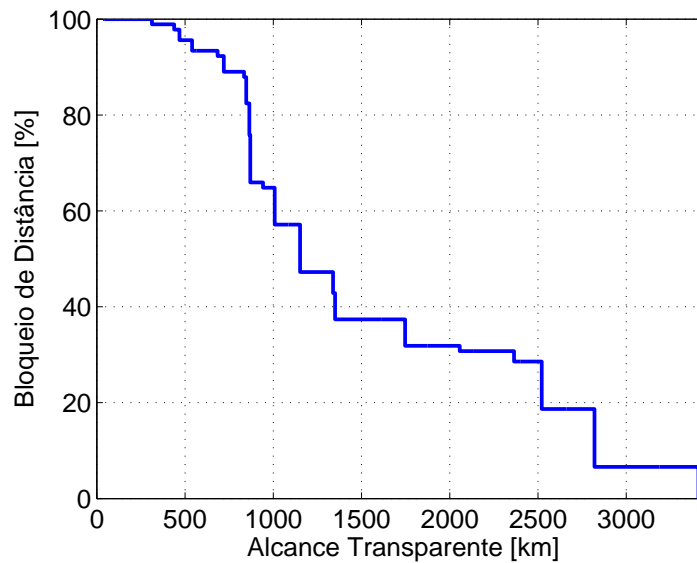


Figura 6.19: Rede americana: taxa de bloqueio de distância *versus* alcance transparente.

e (d)), até pouco acima de 200 Gb/s não há necessidade de regeneração alguma na rede alemã para todos os tipos de transceptores. Acima de 200 Gb/s, não é possível a operação dos FCRTs, dado que a máxima taxa líquida de transmissão alcançável no cenário conservador (320 Gb/s) é menor que 400 Gb/s. No entanto, entre 200 e 300 Gb/s, os VCRTs possibilitam transmissão na rede, e com taxas de bloqueio de distância praticamente nulas para todas as configurações de discretização.

Os resultados da rede europeia estão apresentados na Figura 6.21. Para o cenário agressivo (Figuras 6.21 (a) e (c)), entre 100 e 200 Gb/s, os VCRTs apresentam uma

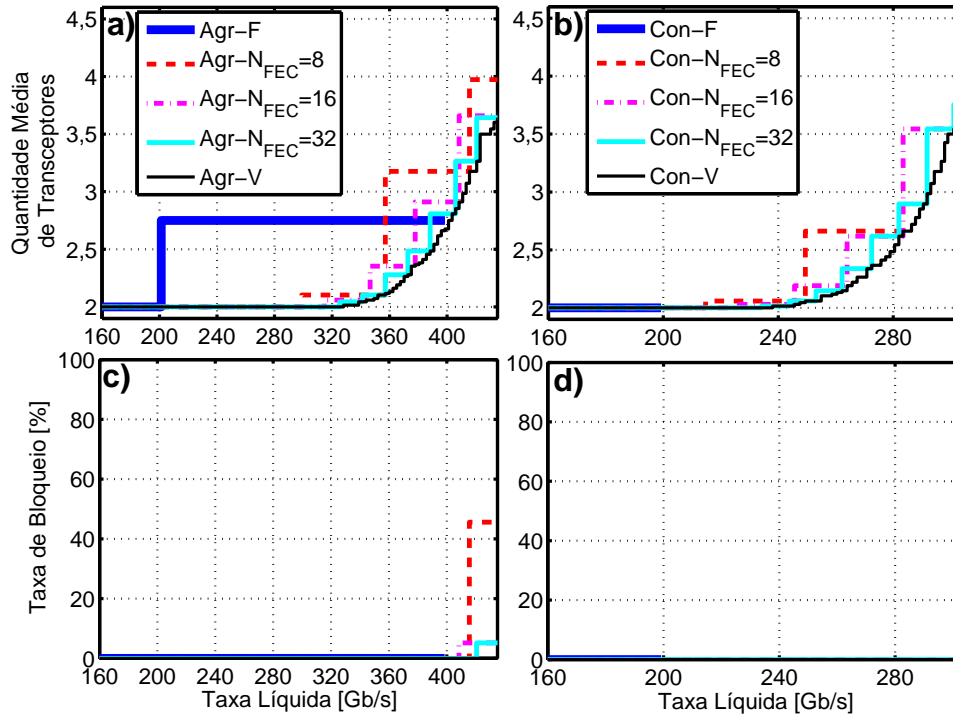


Figura 6.20: Rede alemã: quantidade média de transceptores por conexão ((a) e (b)) e taxa de bloqueio de distância ((c) e (d)) para os cenários agressivo ((a) e (c)) e conservador ((b) e (d)), com transceptores de taxa de código fixa (F), e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{FEC}$ ).

economia moderada de 14% de custo, comparado com os resultados dos FCRTs. Entretanto, pouco acima dos 200 Gb/s, VCRTs com  $N_{FEC} \geq 16$  proporcionam reduções de até 39% na quantidade média de transceptores, comparado com a quantidade de FCRTs nessa situação. Acima de 200 Gb/s, a taxa de bloqueio de distância dos FCRTs aumenta acentuadamente, superando 90%. No cenário conservador (Figuras 6.21 (b) e (d)), até 100 Gb/s todos os tipos de transceptores apresentam mesma quantidade média de transceptores por conexão. Diferentemente, entre 100 e 200 Gb/s, a economia de transceptores com VCRTs chega a 46%.

A Figura 6.22 mostra os resultados obtidos para a rede americana. Como as conexões dessa rede são muito maiores que as das redes alemã e europeia (ver Tabela 6.6), a taxa de bloqueio de distância e a quantidade média de transceptores começam a aumentar em taxas líquidas de transmissão consideravelmente menores. Para o cenário agressivo (Figuras 6.22 (a) e (c)), entre 100 e 200 Gb/s, VCRTs exibem reduções de até 30% de custo para a rede. Acima de 200 Gb/s, a taxa de bloqueio de distância aumenta bruscamente em ambos os cenários, tornando inviável a análise de custo de rede com tantas demandas bloqueadas. No cenário conservador (Figuras 6.22 (b) e (d)), entre 100 e 200 Gb/s, VCRTs proporcionam reduções de até 52% no custo da rede. No entanto, após 150 Gb/s, a taxa de bloqueio de distância aumenta abruptamente.

A Tabela 6.9 apresenta um resumo das reduções percentuais máximas da quantidade

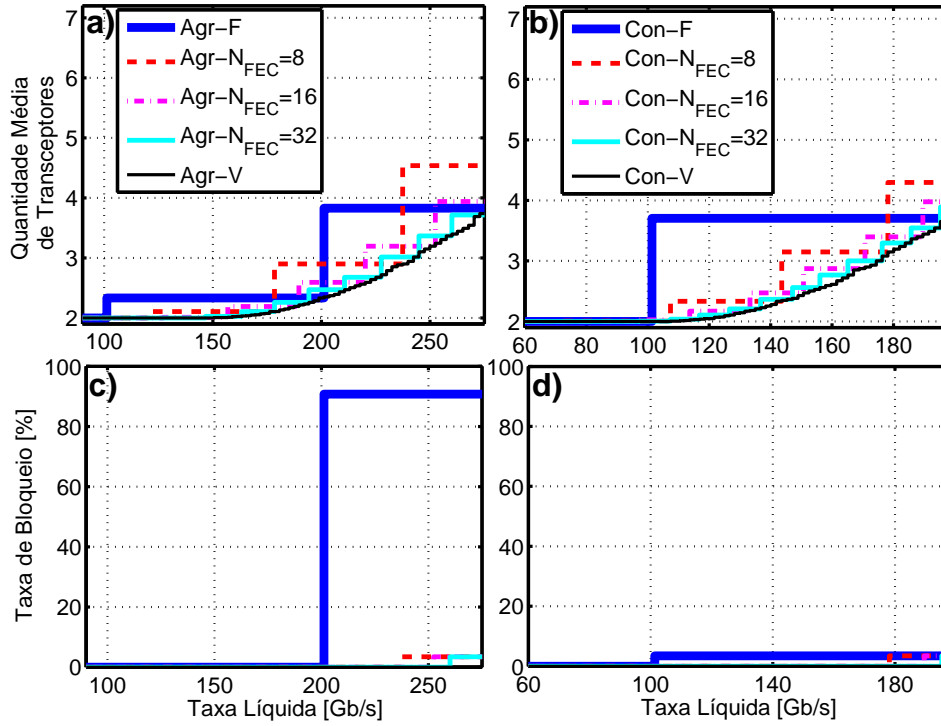


Figura 6.21: Rede europeia: quantidade média de transceptores por conexão ((a) e (b)) e taxa de bloqueio de distância ((c) e (d)) para os cenários agressivo ((a) e (c)) e conservador ((b) e (d)), com transceptores de taxa de código fixa (F), e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{FEC}$ ).

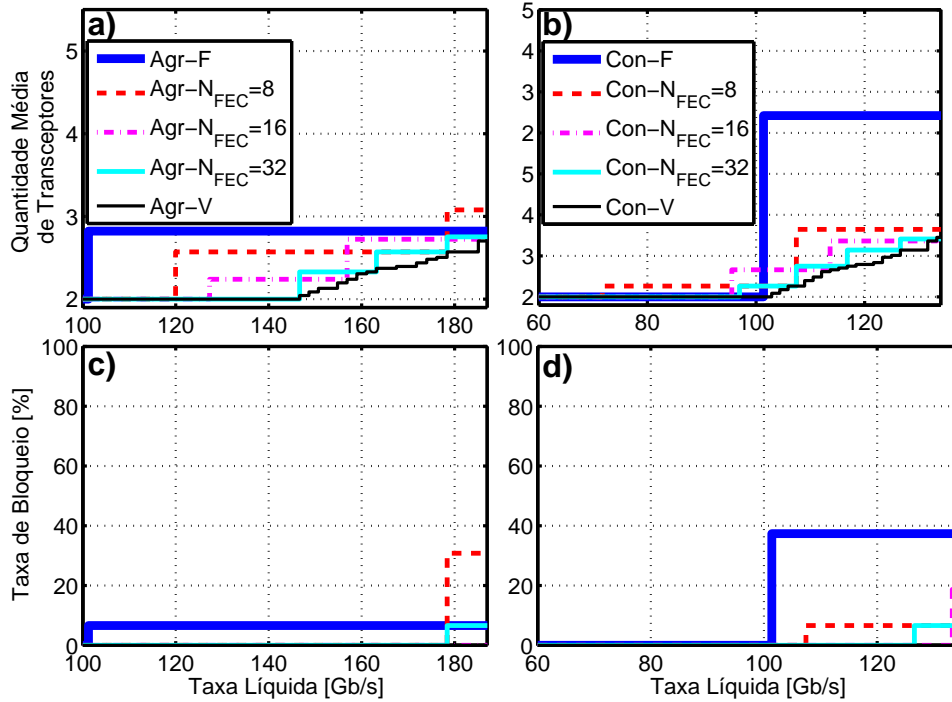


Figura 6.22: Rede americana: quantidade média de transceptores por conexão ((a) e (b)) e taxa de bloqueio de distância ((c) e (d)) para os cenários agressivo ((a) e (c)) e conservador ((b) e (d)), com transceptores de taxa de código fixa (F), e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{FEC}$ ).

média de transceptores conseguida com VCRTs de taxa contínuas, em relação ao custo apresentado pelos FCRTs.

Tabela 6.9: Redução máxima percentual da quantidade média de transceptores obtida com a utilização de VCRTs com taxas contínuas

Rede	Economia Máxima em # de Transceptores	
	Cenário Agressivo	Cenário Conservador
Alemã	27%	N/A
Europeia	39%	46%
Americana	29%	52%

### 6.5.3 Quantidade média de comprimentos de onda por conexão

Esta seção apresenta a segunda figura de mérito de custo analisada para as três redes de referência: a quantidade média de comprimentos de onda requerida para a transmissão de taxas líquidas sem regeneração.

A Figura 6.23 destaca os resultados encontrados para a rede alemã. Aplicando VCRTs, verifica-se que todos os pares origem-destino podem ser conectados com um único comprimento de onda transportando até, aproximadamente, 300 Gb/s, no cenário agressivo (Figura 6.23 (a)), e 200 Gb/s, no cenário conservador (Figura 6.23 (b)). Para o caso em que FCRT são utilizados, taxas líquidas de transmissão maiores que 200 Gb/s requerem comprimentos de onda adicionais, em ambos os cenários. A economia de custo de quantidade média de comprimentos de onda com a utilização de VCRTs, entre 200 e 300 Gb/s, é de até 25% no cenário agressivo, e de até 50% no cenário conservador. O platô na curva dos VCRTs do cenário conservador existe pelo fato de nenhum dos 136 pares de conexões da rede alemã requer mais do que dois comprimentos de onda para transmissões sem regeneração na faixa de taxas de transmissão analisada.

Na Figura 6.24, são apresentados os resultados para a rede europeia. Em ambos os cenários, verifica-se que o aumento da quantidade de comprimentos de onda com a taxa de transmissão líquida requerida tem um comportamento aproximadamente linear para os VCRTs de taxas contínuas. Diferentemente da rede alemã, não há platôs na rede europeia, dado que o comprimento médio das conexões é consideravelmente maior nessa rede. A utilização de VCRTs é interessante principalmente para taxas líquidas ligeiramente superiores a múltiplos de 100 Gb/s, pois nesses pontos de operação os FCRTs requerem novos comprimentos de onda. VCRTs conseguem reduções de quantidade de comprimentos de onda de até 45% e 40% para os cenários agressivo e conservador, respectivamente.

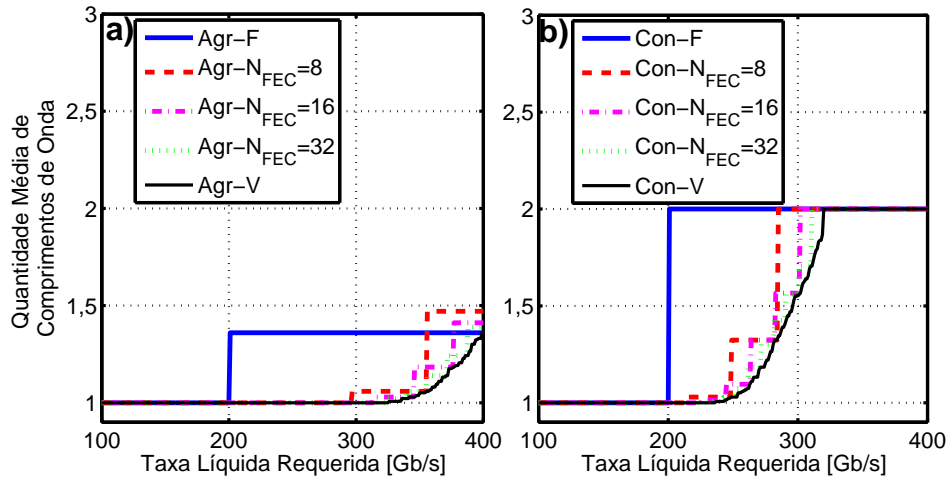


Figura 6.23: Rede alemã: Quantidade média de comprimentos de onda por conexão para os cenários agressivo (a) e conservador (b), com transceptores de taxas de código fixa (F) e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{FEC}$ ).

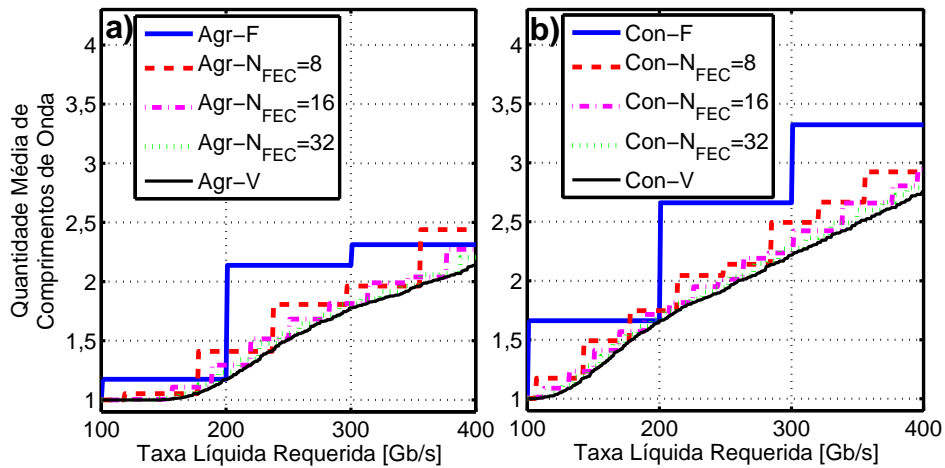


Figura 6.24: Rede europeia: Quantidade média de comprimentos de onda por conexão para os cenários agressivo (a) e conservador (b), com transceptores de taxas de código fixa (F) e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{FEC}$ ).

Por fim, os resultados da rede americana são destacados na Figura 6.25. De forma semelhante às Figuras 6.23 e 6.24, observa-se que a variação da figura de mérito de custo com relação à taxa líquida requerida torna-se cada vez mais suave conforme o número de níveis dos VCRTs aumenta. As máximas reduções de custo obtidas com os VCRTs são de 41%, no cenário agressivo, e de 43% no cenário conservador.

A Tabela 6.10 sumariza as reduções de custo obtidas com os VCRTs frente aos FCRTs.



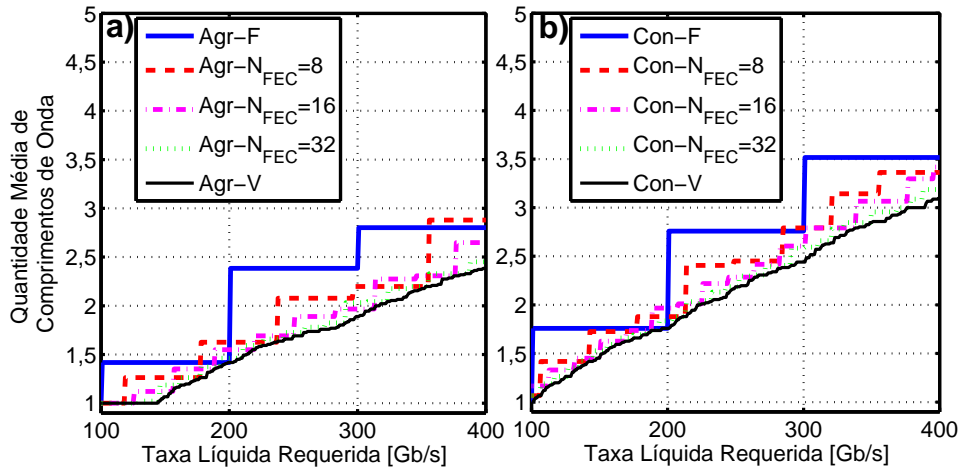


Figura 6.25: Rede americana: Quantidade média de comprimentos de onda por conexão para os cenários agressivo (a) e conservador (b), com transceptores de taxas de código fixa (F) e variável com valores contínuos (V) e discretos ( $N_{FEC}$ ).

Tabela 6.10: Redução máxima percentual da quantidade média de comprimentos de onda obtida com a utilização de VCRTs com taxas contínuas

Rede	Economia Máxima em # de $\lambda$ s	
	Cenário Agressivo	Cenário Conservador
Alemã	25%	50%
Europeia	45%	40%
Americana	41%	43%

## 6.6 Conclusão

Este capítulo apresentou as hipóteses consideradas com relação à aplicação de transceptores de taxa de código variável em ambientes de rede. Avaliou-se o impacto dos VCRTs nas redes alemã, europeia e americana em termos de figuras de mérito de desempenho e de custo de rede. Para as três redes, avaliaram-se os cenários de transmissão WDM descritos no Capítulo 5. Observaram-se expressivos ganhos em termos de melhoria de desempenho e de redução de custo (até 52%) com a aplicação de VCRTs, além da vantagem de eles possibilitarem a existência da chamada proteção suave nas redes.

## Capítulo 7 Conclusão

Motivadas pelo crescente aumento de tráfego nas comunicações digitais, são necessárias constantes reduções do custo da capacidade por alcance ( $\text{U\$/}[\text{Gb/s}\cdot\text{km}]$ ) das redes ópticas de longa distância. De forma geral, pode-se atingir este objetivo pela diminuição do CapEX, do OpEX, ou ainda pelo aumento da capacidade do sistema. Algumas soluções para este problema consistem no desenvolvimento de transceptores flexíveis, que permitem tanto reduções nos custos das redes, quanto a aproximação do limite teórico de transmissão do canal óptico.

Neste contexto, este trabalho investigou o impacto de transceptores de taxa de código variável em redes ópticas WDM sem compensação óptica de dispersão cromática, com canais de 50 GHz na banda-C. O canal óptico, com multiplexação de polarização, foi modelado considerando o ruído ASE e a interferência não-linear (efeito Kerr) como principais fatores limitantes para a transmissão dos sistemas ópticos coerentes. A análise sistêmica das conexões ponto-a-ponto foi baseada no Modelo GN, que se mostrou uma ferramenta eficiente na estimação do alcance transparente dos sistemas ópticos.

Avaliou-se o desempenho dos transceptores de taxa de código variável, e o impacto da sua aplicação na redução de custos das redes alemã, europeia e americana. Como referência de comparação, foram também considerados transceptores de taxa de código fixa, com taxas líquidas iguais a 100 Gb/s, 200 Gb/s e 400 Gb/s. Nos estudos de caso, foram supostos cenários com modulação QPSK, 16QAM e 64QAM, com distribuições de probabilidade *a priori* equiprovável e com a técnica de conformação probabilística. Nestes cenários, os VCRT apresentaram reduções de custo – em termos de quantidade média de transceptores e de taxa de ocupação de canais – de até 52%, quando comparados com os custos dos FCRT. Com respeito ao desempenho, a taxa de bloqueio de distância e a máxima taxa líquida de transmissão alcançável também verificaram expressivas melhoras nos seus indicadores.

Outra técnica proposta neste trabalho foi a de proteção suave, possibilitada pelos VCRTs. Para variação contínua da taxa de código, a penalidade máxima verificada nas redes com este tipo de proteção foi menor que 25%. Dessa forma, esta proposta de sobrevivência de rede possibilitou o projeto de rotas de proteção sem regeneração alguma, a uma penalidade de capacidade tolerável para situações de contingência.

## 7.1 Trabalhos Futuros

No âmbito dos transceptores de taxa de código variável, é importante a investigação de implementações práticas de esquemas de variação da taxa de código em tempo real de transmissão. Para isso, é fundamental a integração de pesquisas relacionadas à modulação codificada, códigos corretores de erro de alto NCG e técnicas de mudança de taxa de código (*e.g.*, perfuração e encurtamento [33]).

De maneira global, é bastante válida a extensão deste trabalho para ambiente de rede com grade flexível e transmissão com supercanais. Além disso, a investigação de flexibilidade do transceptor com múltiplos graus de liberdade (taxa de símbolo, formato de modulação e taxa de código) e a consideração de limitações práticas (bandas elétricas dos ADCs/DACs, desempenho do DSP a baixas SNRs) também representam importantes passos na tarefa de redução de custo das redes ópticas de longa distância.

## Referências Bibliográficas

- [1] DESURVIRE, E. Capacity Demand and Technology Challenges for Lightwave Systems in the Next Two Decades. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 24, n. 12, p. 4697–4710, Dec 2006. ISSN 0733-8724.
- [2] OIF-FEC-100G-01.0. 100G Forward Error Correction. *White Paper*, 2010.
- [3] DJORDJEVIC, I. B.; RYAN, W.; VASIC, B. *Coding for Optical Channels*. : Springer, 2010. ISBN 978-1-441-95568-5.
- [4] BOSCO, G. et al. Analytical results on channel capacity in uncompensated optical links with coherent detection. *Opt. Express, OSA*, v. 19, n. 26, p. B440–B451, Dec 2011.
- [5] MELLO, D. et al. Optical Networking With Variable-Code-Rate Transceivers. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 32, n. 2, p. 257–266, Jan 2014. ISSN 0733-8724.
- [6] BETKER, A. et al. Reference Transport Network Scenarios. *MultiTeraNet Report*, Jul. 2003.
- [7] CISCO Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2013-2018. *White Paper*, 2014.
- [8] ESSIAMBRE, R. et al. Capacity Limits of Optical Fiber Networks. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 28, n. 4, p. 662–701, Feb 2010. ISSN 0733-8724.
- [9] SOUTO, D. V. *Recuperação de Fase da Portadora Usando Diversidade de Polarização e de Canal para Sistemas Multicanal DP-16-QAM*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2012.
- [10] RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K.; SASAKI, G. *Optical Networks: A Practical Perspective*. : Elsevier Science, 2009. ISBN 9780080920726.
- [11] PORTELA, T. F. *Técnicas de Recuperação de Relógio para Sistemas DP-QPSK*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2012.

- [12] POGGIOLINI, P. The GN Model of Non-Linear Propagation in Uncompensated Coherent Optical Systems. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 30, n. 24, p. 3857–3879, Dec 2012. ISSN 0733-8724.
- [13] AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. Fourth. : Wiley, 2010. ISBN 978-0-470-50511-3.
- [14] POOLE, S. ROADM Technologies for Flexible, Tbit/s Optical Networks. In: *III International Workshop on Trends in Optical Technologies*. 2014.
- [15] BOSCO, G. et al. On the Performance of Nyquist-WDM Terabit Superchannels Based on PM-BPSK, PM-QPSK, PM-8QAM or PM-16QAM Subcarriers. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 29, n. 1, p. 53–61, Jan 2011. ISSN 0733-8724.
- [16] CHRISTODOULOPOULOS, K.; TOMKOS, I.; VARVARIGOS, E. Elastic Bandwidth Allocation in Flexible OFDM-Based Optical Networks. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 29, n. 9, p. 1354–1366, May 2011. ISSN 0733-8724.
- [17] GERSTEL, O. et al. Elastic Optical Networking: a New Dawn for the Optical Layer? *IEEE Commun. Mag.*, v. 50, n. 2, p. 12–20, fev. 2012. ISSN 0163-6804.
- [18] ROZENTAL, V. et al. Novel Equalizer Architecture for Hitless Rate Switching in Energy-Efficient Optical Systems. In: *Optical Fiber Communication Conference*. : Optical Society of America, 2014. p. Th4D.6.
- [19] MOREA, A. et al. Datarate Adaptation for Night-Time Energy Savings in Core Networks. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 31, n. 5, p. 779–785, March 2013. ISSN 0733-8724.
- [20] RIVAL, O.; VILLARES, G.; MOREA, A. Impact of Inter-Channel Nonlinearities on the Planning of 25-100 Gb/s Elastic Optical Networks. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 29, n. 9, p. 1326–1334, May 2011. ISSN 0733-8724.
- [21] ESSIAMBRE, R.; MECOZZI, A. Capacity limits in single-mode fiber and scaling for spatial multiplexing. In: *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference*. 2012. p. 1–3. ISSN pending.
- [22] GHO, G.-H.; KLAKE, L.; KAHN, J. Rate-Adaptive Coding for Optical Fiber Transmission Systems. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 29, n. 2, p. 222–233, Jan 2011. ISSN 0733-8724.

- [23] IP, E.; KAHN, J. Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 26, n. 20, p. 3416–3425, Oct 2008. ISSN 0733-8724.
- [24] REIS, J. et al. Experimental demonstration of a nonlinear effects crosstalk minimization algorithm. In: *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*. 2010. p. 1–3.
- [25] LIMA, T. et al. Network-Efficient Superchannel Transmission by the Multichannel Compensation of Nonlinearities. In: *Optical Fiber Communication Conference*. : Optical Society of America, 2014. p. Th1E.2.
- [26] MELLO, D. A. et al. Adaptive Optical Transceivers: Concepts and Challenges. *Communications and Information Systems, Journal of*, v. 29, n. 1, p. 1–11, May 2014.
- [27] MOREIRA, J.; FARRELL, P. *Essentials of Error-Control Coding*. : Wiley, 2006. ISBN 9780470035719.
- [28] HOLMA, H.; TOSKALA, A. *LTE for UMTS - OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*. : Wiley, 2009. ISBN 9780470745472.
- [29] DAR, R. et al. Accumulation of nonlinear interference noise in fiber-optic systems. *arXiv:1310.6137v5*, v. 31, May 2014.
- [30] CARENA, A. et al. Modeling of the Impact of Nonlinear Propagation Effects in Uncompensated Optical Coherent Transmission Links. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 30, n. 10, p. 1524–1539, May 2012. ISSN 0733-8724.
- [31] POGGIOLINI, P. et al. The GN-Model of Fiber Non-Linear Propagation and its Applications. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 32, n. 4, p. 694–721, Feb 2014. ISSN 0733-8724.
- [32] ESSIAMBRE, R.; TKACH, R. Capacity Trends and Limits of Optical Communication Networks. *Proceedings of the IEEE*, v. 100, n. 5, p. 1035–1055, May 2012. ISSN 0018-9219.
- [33] MOON, T. *Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms*. : Wiley, 2005. ISBN 978-0-471-73914-2.
- [34] PAPOULIS, A. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. : McGraw-Hill, Incorporated, 1991. (Communications and signal processing). ISBN 9780070484771.

- [35] CHANG, F.; ONOHARA, K.; MIZUOCHI, T. Forward error correction for 100 G transport networks. *Communications Magazine, IEEE*, v. 48, n. 3, p. S48–S55, March 2010. ISSN 0163-6804.
- [36] MIZUOCHI, T. Recent progress in forward error correction and its interplay with transmission impairments. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, v. 12, n. 4, p. 544–554, July 2006. ISSN 1077-260X.
- [37] WACHSMANN, U.; FISCHER, R. F. H.; HUBER, J. Multilevel codes: theoretical concepts and practical design rules. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 5, p. 1361–1391, Jul 1999. ISSN 0018-9448.
- [38] UNGERBOECK, G. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Trans. Inf. Theory*, v. 28, n. 1, p. 55–67, Jan. 1982. ISSN 0018-9448.
- [39] BEYGI, L. et al. Rate-Adaptive Coded Modulation for Fiber-Optic Communications. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 32, n. 2, p. 333–343, Jan 2014. ISSN 0733-8724.
- [40] FOSCHINI, G.; GITLIN, R.; WEINSTEIN, S. Optimization of Two-Dimensional Signal Constellations in the Presence of Gaussian Noise. *IEEE Trans. Commun.*, v. 22, n. 1, p. 28–38, 1974. ISSN 0090-6778.
- [41] PROAKIS, J.; SALEHI, M. *Digital Communications*. : McGraw-Hill Education, 2007. (McGraw-Hill higher education). ISBN 9780072957167.
- [42] SAVORY, S. J. Digital filters for coherent optical receivers. *Opt. Express*, OSA, v. 16, n. 2, p. 804–817, Jan 2008.
- [43] AGRAWAL, G. *Nonlinear Fiber Optics*. : Elsevier Science, 2001. (Optics and Photonics). ISBN 9780080479743.
- [44] AGRAWAL, G. *Lightwave Technology: Components and Devices*. : Wiley, 2004. ISBN 9780471215738.
- [45] FREUDE, W. et al. Quality metrics for optical signals: Eye diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER. In: *Transparent Optical Networks (ICTON), 2012 14th International Conference on*. 2012. p. 1–4. ISSN 2161-2056.
- [46] SAVORY, S. Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, Sept 2010. ISSN 1077-260X.

- [47] VASCONCELOS, C. K.-I. H. de. *Equalização na Frequência para Sistemas de Comunicações Ópticas de Curta Distância com Detecção Direta*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2014.
- [48] CARENA, A. et al. Statistical characterization of PM-QPSK signals after propagation in uncompensated fiber links. In: *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*. 2010. p. 1–3.
- [49] ROUDAS, I. et al. Optimal Polarization Demultiplexing for Coherent Optical Communications Systems. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 28, n. 7, p. 1121–1134, April 2010. ISSN 0733-8724.
- [50] FATADIN, I.; IVES, D.; SAVORY, S. Blind Equalization and Carrier Phase Recovery in a 16-QAM Optical Coherent System. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 27, n. 15, p. 3042–3049, Aug 2009. ISSN 0733-8724.
- [51] LEVEN, A. et al. Frequency Estimation in Intradynne Reception. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 19, n. 6, p. 366–368, March 2007. ISSN 1041-1135.
- [52] IP, E.; KAHN, J. Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 25, n. 9, p. 2675–2692, Sept 2007. ISSN 0733-8724.
- [53] GARCIA, F. A.; MELLO, D. A.; WALDMAN, H. Feedforward carrier recovery for polarization demultiplexed signals with unequal signal to noise ratios. *Opt. Express, OSA*, v. 17, n. 10, p. 7958–7969, May 2009.
- [54] DINIZ, J. C. M. *Estimador de Desvio de Frequência para Receptores Ópticos Coerentes Digitais*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2013.
- [55] BOSCO, G. et al. Performance prediction for WDM PM-QPSK transmission over uncompensated links. In: *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*. 2011. p. 1–3. ISSN pending.
- [56] DAR, R. et al. Properties of nonlinear noise in long, dispersion-uncompensated fiber links. *Opt. Express, OSA*, v. 21, n. 22, p. 25685–25699, Nov 2013.
- [57] POGGIOLINI, P. et al. Analytical Modeling of Nonlinear Propagation in Uncompensated Optical Transmission Links. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 23, n. 11, p. 742–744, June 2011. ISSN 1041-1135.



- [58] SAVORY, S. Approximations for the Nonlinear Self-Channel Interference of Channels With Rectangular Spectra. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 25, n. 10, p. 961–964, May 2013. ISSN 1041-1135.
- [59] POGGIOLINI, P. Modeling of Non-Linear Propagation in Uncompensated Coherent Systems. In: *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*. : Optical Society of America, 2013. p. OTh3G.1.
- [60] TORRENTO, E. et al. Experimental validation of an analytical model for non-linear propagation in uncompensated optical links. In: *Optical Communication (ECOC), 2011 37th European Conference and Exhibition on*. 2011. p. 1–3. ISSN Pending.
- [61] NESPOLA, A. et al. GN-Model Validation Over Seven Fiber Types in Uncompensated PM-16QAM Nyquist-WDM Links. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 26, n. 2, p. 206–209, Jan 2014. ISSN 1041-1135.
- [62] CARENA, A. et al. EGN model of non-linear fiber propagation. *Opt. Express*, OSA, v. 22, n. 13, p. 16335–16362, Jun 2014.
- [63] ROZENTAL, V. et al. Novel Equalizer Architecture for Hitless Rate Switching in Energy-Efficient Optical Systems. In: *Optical Fiber Communication Conference*. : Optical Society of America, 2014. p. Th4D.6.
- [64] GALLI, S.; LOGVINOV, O. Recent Developments in the Standardization of Power Line Communications within the IEEE. *Communications Magazine, IEEE*, v. 46, n. 7, p. 64–71, July 2008. ISSN 0163-6804.
- [65] GHO, G.-H.; KAHN, J. Rate-adaptive modulation and low-density parity-check coding for optical fiber transmission systems. *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, v. 4, n. 10, p. 760–768, Oct 2012. ISSN 1943-0620.
- [66] ARABACI, M. et al. Nonbinary LDPC-Coded Modulation for Rate-Adaptive Optical Fiber Communication Without Bandwidth Expansion. *Photonics Technology Letters, IEEE*, v. 24, n. 16, p. 1402–1404, Aug 2012. ISSN 1041-1135.
- [67] International Telecommunication Union. *Recommendation G.709/Y.1331:Interfaces for the optical transport network*. Feb. 2012.
- [68] DIJKSTRA, E. W. A note on two problems in connexion with graphs. *Numerische Mathematik*, v. 1, p. 269–271, 1959.

- [69] AHMAD, A. et al. Switching node architectures in flexible-grid networks: A performance comparison. In: *Optical Network Design and Modeling, 2014 International Conference on*. 2014. p. 49–54.
- [70] AMAYA, N.; ZERVAS, G.; SIMEONIDOU, D. Introducing node architecture flexibility for elastic optical networks. *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, v. 5, n. 6, p. 593–608, June 2013. ISSN 1943-0620.
- [71] ROSA, S. dos S.; DRUMMOND, A.; FONSECA, N. da. Path protection WDM networks with impaired-transmission. *Photonic Network Communications*, Springer US, v. 19, n. 2, p. 212–222, 2010. ISSN 1387-974X.
- [72] SONE, Y. et al. Bandwidth Squeezed Restoration in Spectrum-Sliced Elastic Optical Path Networks (SLICE). *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, v. 3, n. 3, p. 223–233, March 2011. ISSN 1943-0620.
- [73] MELLO, D. et al. Soft protection in optical networks with variable-code-rate transceivers. In: *Transparent Optical Networks (ICTON), 2014 16th International Conference on*. 2014. p. 1–4.
- [74] HUELSESMANN, R.; JAEGER, M. Evaluation of a Shared Backup Approach for Optical Transport Networks. In: *Optical Communication, 2002. ECOC 2002. 28th European Conference on*. 2002. v. 1, p. 1–2.
- [75] MAESSCHALCK, S. et al. Pan-European Optical Transport Networks: An Availability-based Comparison. *Photonic Network Communications*, Kluwer Academic Publishers, v. 5, n. 3, p. 203–225, 2003. ISSN 1387-974X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1023/A>
- [76] ZHU, K.; MUKHERJEE, B. On-line approaches for provisioning connections of different bandwidth granularities in WDM mesh networks. In: *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, 2002. OFC 2002*. 2002. p. 549–551.