

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E SISTEMAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Mozart José Correia Filho

DESEMPENHO DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICA COM DIFERENTES
TIPOS DE FIBRA

Recife
2017

Mozart José Correia Filho

DESEMPENHO DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICA COM DIFERENTES
TIPOS DE FIBRA

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do
grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Comunicações.

Linha de pesquisa: Comunicações ópticas.

Orientador: Prof. Dr.–Ing. Leonardo Didier Coelho.

Recife

2017

Catálogo na fonte
Bibliotecária Maria Luiza de Moura Ferreira, CRB-4 / 1469

C824d Correia Filho, Mozart José.
 Desempenho de sistemas de transmissão óptica com diferentes tipos de fibra / Mozart José Correia Filho. - 2017.
 139 folhas, il.; tab.

 Orientador: Prof. Dr.–Ing. Leonardo Didier Coelho.
 Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.
 Inclui Referências e Apêndices.

 1. Engenharia Elétrica. 2. Comunicações ópticas. 3. Fibras ópticas 4. Simulações numéricas. 5. Sistemas heterogêneos. 6. NLIN. I. Coelho, Leonardo Didier (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2017-353



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

MOZART JOSÉ CORREIA FILHO

TÍTULO

**“DESEMPENHO DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICA
COM DIFERENTES TIPOS DE FIBRA”**

A comissão examinadora composta pelos professores: LEONARDO DIDIER COELHO, DES/UFPE; RAUL CAMELO DE ANDRADE ALMEIDA JÚNIOR, DES/UFPE e ARISMAR CERQUEIRA SODRÉ JÚNIOR, INATEL, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **MOZART JOSÉ CORREIA FILHO APROVADO.**

Recife, 11 de agosto de 2017.

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Coordenador do PPGEE

LEONARDO DIDIER COELHO
Orientador e Membro Titular Interno

ARISMAR CERQUEIRA SODRÉ JÚNIOR
Membro Titular Externo

**RAUL CAMELO DE ANDRADE ALMEIDA
JÚNIOR**
Membro Titular Interno

Dedico este trabalho ao meu pai Mozar José Correia (*in memoriam*) e minha mãe Joceli de Luna Correia, que não pouparam esforços para ajudar nesta caminhada.

Agradecimentos

Agradeço a Deus. A minha mãe Joceli de Luna Correia, aos meus irmãos, aos meus sobrinhos Maria Letícia, Marcelo Henrique e parentes, que sempre estiveram ao meu lado. A minha esposa Jacqueline Pípolo, pela sua paciência e dedicação. Ao Coordenador do curso Professor Marcelo Cabral Cavalcanti e demais docentes do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFPE, pois sei que a missão de educador é árdua e difícil. Ao Prof. Joaquim F. Martins Filho pelo apoio durante o Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFPE. Ao orientador Prof. Dr.-Ing. Leonardo Didier Coelho pela sua excelente orientação e paciência, contribuindo com sua experiência e vasto conhecimento. À UFPE e todos os seus funcionários, que de alguma forma ajudaram nesta jornada. Em especial aos meus amigos Marcionilo e Clayton, pelo apoio nos momentos difíceis. Aos meus amigos Henrique, Leonardo, Maylson, Hebio, Vanine, Felipe, Mariane e demais amigos do Laboratório de Fotônica. Aos meus amigos Rafael Albuquerque, Clístenes, Felipe Vilar, Jason, Emmanoel, Marcel, Aluizio e Henrique Albuquerque pela ajuda em vários momentos desta caminhada. Agradeço a FACEPE e ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica pelo suporte financeiro.

Resumo

A crescente demanda por capacidade em sistemas de comunicação por fibra óptica tem conduzindo a pesquisa no sentido de desenvolver produtos cada vez mais robustos e confiáveis. Várias soluções para estimar o desempenho desses sistemas têm sido propostas. As redes ópticas viabilizam a propagação da luz em basicamente dois tipos de ambientes: homogêneos, que baseiam-se sempre no mesmo tipo de fibra; heterogêneos, que são formados por diferentes tipos de fibras. Nesse trabalho, é estudado o desempenho de sistemas de comunicação óptica com diferentes tipos de fibra e sem compensação da dispersão por meio de simulações numéricas e modelos de ruído Gaussianos. É demonstrado que modelos de ruídos Gaussianos com baixa complexidade, tipicamente empregados em redes dinamicamente reconfiguráveis, não são adequados para modelar a propagação não-linear em enlaces com tipos de fibras diferentes. Com a utilização de modelos de ruído de interferência não-linear (NLIN - *Nonlinear Interference Noise*), é demonstrado que o desempenho de enlaces bidirecionais, sem compensação da dispersão, varia significativamente dependendo da direção do sinal propagado e da ordem das fibras no caminho óptico de transmissão. Isso permite que, em um sistema de transmissão óptica preexistente ou em um novo projeto de um sistema óptico interagindo com um sistema preexistente, o setor de engenharia responsável pela transmissão óptica escolha qual o melhor caminho que o sinal óptico deve percorrer para se obter o melhor desempenho, dependendo dos tipos de fibras instalados e do sentido de propagação do sinal na rede preexistente. Além disso, são apresentadas mudanças necessárias no modelo de ruído de interferência não-linear para cobrir cenários com diferentes tipos de fibras de modo que o desempenho seja otimizado e similar para ambas as direções.

Palavras-chave: Comunicações ópticas. Fibras ópticas. Simulações numéricas. Sistemas heterogêneos. NLIN.

Abstract

The growing demand for capacity in fiber optic communication systems is driving research to develop increasingly robust and reliable products. Several solutions to estimate the performance of these systems have been proposed. Optical networks enable the propagation of light in basically two types of environments: homogeneous, which are always based on the same type of fiber; heterogeneous, which are formed by different types of fibers. In this work, the performance of optical communication systems with different fiber types and without compensation of the dispersion through numerical simulations and Gaussian noise models is studied. It is demonstrated that low complexity Gaussian noise models, typically employed in dynamically reconfigurable networks, are not suitable for modeling nonlinear propagation in links with different fiber types. With the use of nonlinear interference (NLIN) models, it is demonstrated that the performance of bidirectional links, without dispersion compensation, varies significantly depending on the direction of the propagated signal and the order of the fibers in the optical path of transmission. This allows, in a preexisting optical transmission system or in a new design of an optical system interacting with a preexisting system, the engineering sector responsible for the optical transmission to choose the best path that the optical signal must travel to obtain the best result depending on the types of fibers installed and the direction of propagation of the signal in the pre-existing network. In addition, necessary changes are presented in the nonlinear interference noise model to cover scenarios with different fiber types so that performance is optimized and similar for both directions.

Keywords: Optical communications. Optical fibers. Numerical simulations. Heterogeneous systems. NLIN.

Lista de Ilustrações

Figura 2.1 –	Modulação direta de um laser.....	27
Figura 2.2 –	<i>X-cut</i> LiNbO ₃ na configuração Mach-Zehnder (b)	28
Figura 2.3 –	Configuração de um receptor óptico coerente responsável por medir o batimento entre o sinal e o oscilador.	32
Figura 2.4 –	Diagrama de fasor do sinal em relação ao LO para detecção homódina: (a) que mede o produto interno entre o sinal e fasores de LO; (b) para a detecção homódina de várias fases.....	34
Figura 2.5 –	Configuração do receptor homódino de várias fases usando um acoplador óptico híbrido de 90°	34
Figura 2.6 –	Configuração do receptor homódino empregando diversas fases e polarizações.	36
Figura 2.7 –	Configuração do DSP: (a) transmissor; (b) receptor.	37
Figura 2.8 –	Transmissor óptico baseado em DSP com o IQM com dois moduladores <i>push-pull</i> do tipo Mach-Zehnder	38
Figura 2.9 –	Sequência típica de operação do DSP em um receptor coerente.....	39
Figura 2.10 –	Diagrama de blocos de um sistema WDM utilizando multiplexador e demultiplexador.....	40
Figura 2.11 –	Classes de amplificadores de acordo com sua aplicação.....	42
Figura 2.12 –	Tipos de amplificadores ópticos em função da dopagem da fibra.	44
Figura 2.13 –	Constelação QPSK: (a) ($\phi = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$); (b) ($\phi = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$). ..	47
Figura 2.14 –	Diagrama de constelação de um conjunto de sinais de QAM <i>M-ary</i> ($M = 16$).....	48
Figura 3.1 –	Sistema DWDM com seis canais: (a) sem o efeito Raman estimulado; (b) com efeito Raman estimulado.	56
Figura 3.2 –	Mudança de fase temporal, originada da SPM, e do <i>chirp</i> de frequência para o pulso temporal gaussiano ($m=1$) e super-gaussiano ($m=3$).....	59
Figura 3.3 –	Ilustração do fenômeno da FWM.	61
Figura 3.4 –	Descorrelação da polarização em fibras longas.....	67
Figura 3.5 –	Algoritmo <i>Split-Step</i> Fourier.	69
Figura 4.1 –	Contribuições das frequências gerando o ruído NLI: (a) SCI; (b) XCI; (c) MCI.....	76
Figura 4.2 –	(a) Definição de canais dentro de um sistema WDM; (b) tipos de não-linearidades dentro de um sistema WDM.....	77

Figura 5.1 –	Configuração do Sistema de Comunicação Óptica	89
Figura 5.2 –	Validação numérica: BER em relação à potência de lançamento por canal iniciando com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) de fibras SSMF seguidos de cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) de fibras NZDSF (linha contínua) e direção reversa (linha tracejada), para simulação numérica (linha vermelha) e modelo NLIN (linha azul).	90
Figura 5.3 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	92
Figura 5.4 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	93
Figura 5.5 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	93
Figura 5.6 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	93
Figura 5.7 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz	94
Figura 5.8 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.	94
Figura 5.9 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	94
Figura 5.10 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	95
Figura 5.11 –	Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.....	96

- Figura 5.12 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.96
- Figura 5.13 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 15 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF97
- Figura 5.14 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 20 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.97
- Figura 5.15 – Valores da OSNR do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK: (a) com espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....97
- Figura 5.16 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.98
- Figura 5.17 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.99
- Figura 5.18 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.99
- Figura 5.19 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.99
- Figura 5.20 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.100

- Figura 5.21 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 100
- Figura 5.22 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 100
- Figura 5.23 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 101
- Figura 5.24 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF..... 101
- Figura 5.25 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF..... 102
- Figura 5.26 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 15 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF..... 102
- Figura 5.27 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 20 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF..... 102
- Figura 5.28 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 104

- Figura 5.29 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 104
- Figura 5.30 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 104
- Figura 5.31 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos : (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 105
- Figura 5.32 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 105
- Figura 5.33 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 105
- Figura 5.34 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 106
- Figura 5.35 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.. 106
- Figura 5.36 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF..... 107
- Figura 5.37 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF..... 107

- Figura 5.38 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 15 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF..... 107
- Figura 5.39 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 20 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF..... 108
- Figura 5.40 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Potência de lançamento igual para todos os canais (linha sólida), potência de lançamento dos canais vizinhos +2 dB (linha com traço e ponto), potência de lançamento dos canais vizinhos -2 dB (linha tracejada). 108
- Figura 5.41 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Potência de lançamento igual para todos os canais (linha sólida), potência de lançamento dos canais vizinhos +2 dB (linha com traço e ponto), potência de lançamento dos canais vizinhos -2 dB (linha tracejada). 108
- Figura 5.42 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK com 15 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Potência de lançamento igual para todos os canais (linha sólida), potência de lançamento dos canais vizinhos +2 dB (linha com traço e ponto), potência de lançamento dos canais vizinhos -2 dB (linha tracejada). 109
- Figura 5.43 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK com 20 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Potência de lançamento igual para todos os canais (linha sólida), potência de lançamento dos canais vizinhos +2 dB (linha com traço e ponto), potência de lançamento dos canais vizinhos -2 dB (linha tracejada). 109
- Figura 5.44 – Valores da OSNR do sistema heterogêneo 5SSMF-5NZDSF/5NZDSF-5SSMF: (a) com espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz..... 110

Figura 5.45 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	111
Figura 5.46 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	111
Figura 5.47 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	111
Figura 5.48 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.....	112
Figura 5.49 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.	112
Figura 5.50 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.	112
Figura 5.51 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.	113
Figura 5.52 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.	113
Figura 5.53 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.	113
Figura 5.54 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.	114
Figura 5.55 –	Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.	114

- Figura 5.56 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. 114
- Figura 5.57 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF. 115
- Figura 5.58 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF. 115
- Figura 5.59 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF. 116
- Figura 5.60 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF. 116
- Figura 5.61 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF. 116
- Figura 5.62 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF. 117

Figura 5.63 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) e espaçamento entre canais de 50 GHz. O quadrado preto representa o caso em que o sinal se propaga primeiro nos trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o caso onde o sinal se propaga primeiro nos trechos SSMF. Os símbolos azul e branco isolados representam o caso mais justo de arranjo de tipo de fibra de um ponto de vista bidirecional, onde a BER é melhor e aproximadamente igual em ambas as direções.....118

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Parâmetros dos tipos de fibras.	73
---	----

Sumário

1	INTRODUÇÃO	20
2	DISPOSITIVOS ÓPTICOS E FORMATOS DE MODULAÇÃO.....	24
2.1	Transmissores ópticos	24
2.1.1	Diodo emissor de luz (LED)	24
2.1.2	Laser.....	25
2.1.3	Modulação direta e externa	26
2.2	Receptores ópticos	29
2.2.1	Configuração do receptor coerente	30
2.2.2	Detecção heteródina	32
2.2.3	Detecção homódina	33
2.2.4	Transmissor e receptor coerente baseado em DSP	36
2.3	Multiplexadores e demultiplexadores	39
2.4	Amplificadores ópticos	40
2.4.1	Amplificadores Raman.....	43
2.4.2	Amplificadores EDFA	43
2.5	Multiplexador add/drop óptico reconfigurável	45
2.6	Formatos de modulação	45
2.6.1	Modulação PM-QPSK	46
2.6.2	Modulação PM-16QAM	47
3	FIBRAS ÓPTICAS	50
3.1	Dispersão em fibras ópticas	50
3.1.1	Dispersão cromática	50
3.1.2	Dispersão do modo de polarização (PMD)	52
3.2	Perdas em fibras ópticas	53
3.3	Efeitos não-lineares	54
3.3.1	Espalhamento estimulado Raman (SRS)	55
3.3.2	Espalhamento estimulado de Brillouin (SBS).....	57
3.3.3	Automodulação de fase (SPM)	57
3.3.4	Modulação de fase cruzada (XPM).....	59
3.3.5	Mistura de quatro ondas (FWM).....	60
3.4	Equação não-linear de Schroedinger (NLSE)	61

3.4.1	Não-linearidades na birrefringência da fibra.....	64
3.4.2	Linearidades na birrefringência da fibra	66
3.4.3	Soluções numéricas para a equação de propagação	68
3.5	Principais tipos de fibras comerciais	72
4	RUÍDO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA	74
4.1	Ruído da emissão espontânea amplificada (ASE)	74
4.2	Ruído de interferência não-linear	75
4.3	Modelos de ruído gaussiano	77
4.3.1	Modelo IGN	78
4.3.2	Modelo no domínio do tempo	81
4.3.3	Modelo EGN	85
4.4	Relação sinal-ruído óptica	86
5	RESULTADOS NUMÉRICOS	88
5.1	Validação numérica	88
5.2	Configurações das simulações	90
5.3	Simulações e resultados DP-QPSK	91
5.4	Simulações e resultados DP-16QAM	110
5.5	Impacto da combinação de tipo de fibra em sistemas ópticos heterogêneo	117
6	CONCLUSÕES	119
6.1	Trabalhos futuros	122
	REFERÊNCIAS	123
	APÊNDICE A	128
	APÊNDICE B	132

1 INTRODUÇÃO

A transmissão de sinais em sistemas de comunicações ópticas passou por consideráveis mudanças desde as primeiras transmissões relatadas na literatura, tais como sinais de fumaça ou fogo na Grécia Antiga. Esta evolução passou pelo advento do telégrafo óptico de Claude Chappe em 1792, o *photophone* idealizado por Alexander Graham Bell em 1880 até meados de 1960 com a invenção do laser [1-4].

A transmissão de sinais ópticos evoluiu significativamente após a invenção do laser. Este dispositivo, por ser uma fonte óptica coerente [2], permite transmissões de sinais ópticos através de longas distâncias. A questão crucial neste período foi encontrar um meio ideal para guiar a luz de modo similar ao de guiamento dos elétrons em fios de cobre. Em 1966 foi sugerido que as fibras ópticas seriam a melhor opção [1-4]. Melhorias significativas nas fibras ópticas foram realizadas ao longo dos anos. Estudos e pesquisas estão sendo realizadas com fibras de múltiplos núcleos (MCF - *Multicore Fiber*), ou seja, fibras ópticas constituídas por vários núcleos e cada núcleo é considerado como um canal independente [5]. Além disso, o desenvolvimento de fibras com uma maior área efetiva está permitindo pesquisas com fibras que guiam mais do que um modo espacial, denominadas como fibras multimodo (MMF - *Multimode Fibers*). As MMF são feitas de um único núcleo de diâmetro suficientemente grande, tal que suporte mais do que um modo espacial de propagação do sinal, permitindo o retorno das fibras multimodos [5]. A fibra óptica tornou-se o principal meio de transmissão das nossas infraestruturas de telecomunicações e redes de dados devido as suas excelentes características físicas [1-4].

O fator que sempre impulsionou o desenvolvimento dos sistemas de comunicação, principalmente em comunicações ópticas, é a crescente demanda por largura de banda. Desde as primeiras implantações de sistemas de comunicação por fibra óptica, a capacidade transportada por uma fibra óptica monomodo aumentou substancialmente. Espera-se que a diferença entre a capacidade da fibra e a demanda de tráfego crie uma escassez de capacidade em uma década [6]. Por exemplo, O tráfego IP chegará a 511 Tbit/s em 2020, o equivalente a 142 milhões de pessoas transmitindo vídeos em alta definição através da Internet simultaneamente, todos os dias. O tráfego IP global neste período será equivalente a 504 bilhões de DVD por ano, 42 bilhões de DVD por mês ou 58 milhões de DVD por hora [7].

Para suportar altas taxas de transmissão de dados e acompanhar a crescente demanda por largura de banda, a tecnologia de multiplexação por divisão de comprimento de onda

(WDM - *Wavelength Division Multiplexing*) foi implantada, aumentando a capacidade dos sistemas de comunicações ópticos [6]. Formatos de modulações mais robustos com detecção coerente foram aplicados em redes de longo alcance (*long-haul networks*), partindo do formato de modulação em amplitude (OOK - *On-Off Keying*), utilizados pelos antigos sistemas ópticos comerciais, às modulações de fase e quadratura (QPSK - *Quadrature Phase-Shift Keying*) e/ou modulação de fase e amplitude (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*). Esses formatos de modulação multinível, em conjunto com algoritmos aplicados no processamento digital de sinal (DSP - *Digital Signal Processing*) e avançadas técnicas de correção de erros (FEC - *Forward Error Correction*), permitem taxas de transmissões em duas polarizações (DP - *Dual Polarization*) de 50 Gbit/s, 100 Gbit/s, 200 Gbit/s, 400 Gbit/s ou até 1 Tbit/s por canal WDM [5].

Atualmente, os sistemas ópticos comerciais podem transmitir informações na faixa do espectro óptico de 1530 a 1565 nm (chamada banda C) [8]. A faixa do espectro óptico da banda C possui *slots* de espectro fixos espaçadas por 50 GHz e padronizadas pela União Internacional de Telecomunicações (ITU-T - *International Telecommunication Union*). Esse tipo de sistema é estático e conhecido como multiplexação densa por comprimento de onda (DWDM - *Dense Wavelength Division Multiplexing*) [8]. A eficiência espectral e capacidade total de sistemas DWDM podem ser expandidas adicionando-se os canais em uma grade flexível, onde não há frequências fixas nem espaçamentos iguais entre os canais. Além disso, diferentes taxa de transmissão, modulação e potência por canal podem ser utilizadas. Essa técnica é conhecida como alocação de espectro flexível e as redes que a utilizam são chamadas de redes ópticas elásticas (EON - *Elastic Optical Networks*) [8-10].

Contudo, muitos fatores podem degradar a qualidade do sinal óptico em sistemas de transmissão de longo alcance, tornando os dados indistinguíveis no receptor. Os fatores contribuintes incluem: atenuação, ruído, dispersão cromática, dispersão de modo de polarização (PMD - *Polarization Mode Dispersion*), efeitos não-lineares e *crosstalk*. Para manter a qualidade das informações enviadas em longas distâncias, o sinal óptico deverá ser regenerado de modo que este sinal possa se propagar até o seu destino. A arquitetura de uma rede óptica, em relação ao método de regeneração e comutação do sinal, pode ser classificada em opaca, transparente ou translúcida.

As redes opacas são aquelas em que a comutação do sinal óptico é realizada no nível eletrônico, necessitando da conversão do sinal do domínio óptico para o elétrico e retornando ao domínio óptico (O-E-O - *Optical-to-Electrical-to-Optical*), em todos os nós ópticos. As redes transparentes são aquelas em que o processo de comutação do sinal é realizado

exclusivamente no domínio óptico e as redes translúcidas consistem na combinação das redes opacas e das transparentes [2][4][11][12].

Entretanto, o principal impedimento da propagação óptica, em redes de longo alcance, são os efeitos não-lineares que ocorrem na fibra óptica. Os efeitos não-lineares são classificados basicamente em duas categorias: a primeira surge devido à interação das ondas de luz com os fônons e a segunda surge devido à dependência do índice de refração com a intensidade do campo elétrico aplicado. Os efeitos não-lineares mais importantes nesta categoria incluem auto-modulação de fase (SPM - *Self-Phase Modulation*), mistura de quatro ondas (FWM - *Four-Wave Mixing*) e modulação de fase cruzada (XPM - *Cross-Phase Modulation*) [1-4].

Em sistemas coerentes sem compensação da dispersão (UT - *Uncompensated Transmission*) ao longo do enlace, a interação não-linear entre as frequências dos canais pode ser modelada como Gaussiana e depende basicamente da dispersão, parâmetro não-linear e atenuação da fibra, além da potência do sinal [12]. Entretanto, o impacto dos efeitos não-lineares SPM, XPM e FWM, que ocorrem em sistemas com dispersão compensada, comportavam-se de forma diferente em redes UT. Nos sistemas com dispersão compensada, cada efeito não-linear tem características peculiares e uma maneira particular de impactar o sinal. Nos sistemas UT, os efeitos das interferências não-linear (NLIN - *Non-Linear Interference Noise*) acabam impactando o sinal da mesma forma, ou seja, produz mais ruído gaussiano aditivo sobre o sinal útil, não correlacionado com o próprio sinal. Tais efeitos foram designados como: interferência de autocanal (SCI - *Self-Channel Interference*), interferência entre canais (XCI - *Cross-Channel Interference*) e interferência multicanal (MCI - *Multi-Channel Interference*) [13].

Recentemente, várias pesquisas têm sido realizadas com o objetivo de modelar a NLIN com suficiente precisão e com a menor complexidade computacional possível. Em [13][14] foi proposta uma fórmula geral de referência (GNRF - *GN Model Reference Formula*) para modelar o NLIN; novos modelos surgiram derivados desta fórmula. Em [15], foram estudados os avanços recentes na modelagem do impacto da propagação dos efeitos não-lineares da fibra em sistemas de transmissão coerentes sem compensação. Em [16][17], estudos com o objetivo de mitigar as interferências não-lineares, bem como métodos e ganho potencial foram realizados.

A principal motivação deste trabalho foi a observação de um aspecto importante: muitos destes estudos abordam uma estrutura utilizando unicamente um tipo de fibra, ou seja, sistemas homogêneos. No entanto, em redes ópticas é possível haver a propagação de canais

WDM através de caminhos ópticos com diferentes tipos de fibra. Nesse caso é necessário investigar o desempenho de um sistema bidirecional com diferentes tipos de fibra.

O intuito deste trabalho é a investigação, por meio de simulações numéricas e modelos de ruído Gaussiano, do desempenho de sistemas de comunicação óptica com diferentes tipos de fibra e sem compensação da dispersão ao longo do enlace. É estudado a interação entre a dispersão cromática e efeitos não-lineares na fibra para sistemas de transmissão óptica heterogêneos. Para alcançar esse objetivo, foi utilizado o software de simulação OptiSystem®, baseado no método *Split-Step Fourier*, para resolver numericamente a equação não-linear de Schroedinger (NLSE - *Nonlinear Schrödinger Equation*) em conjunto com modelos analíticos ou semi-analíticos de propagação não-linear. Por meio deste trabalho, é demonstrado que o desempenho de enlaces bidirecionais, sem compensação da dispersão, varia significativamente dependendo da direção do sinal propagado e da ordem das fibras no caminho óptico de transmissão. Isso permite que, em um sistema de transmissão óptica preexistente ou em um novo projeto de um sistema óptico interagindo com um sistema preexistente, o setor de engenharia responsável pela transmissão óptica escolha qual o melhor caminho que o sinal óptico deve percorrer para se obter o melhor desempenho, dependendo dos tipos de fibras instalados e do sentido de propagação do sinal na rede preexistente. Além disso, são apresentadas mudanças necessárias no modelo de ruído de interferência não-linear para cobrir cenários com diferentes tipos de fibras de modo que o desempenho seja otimizado e similar em ambas as direções.

O restante do trabalho é dividido como se segue: o Capítulo 2 aborda os principais dispositivos aplicados em redes ópticas e o transmissor e receptor óptico coerente baseado em DSP. Além disso, são abordados os formatos de modulação DP-QPSK e DP-16QAM. O Capítulo 3 expõe os principais aspectos das fibras ópticas, os efeitos da dispersão e as perdas em fibras ópticas. Também são estudados neste capítulo os efeitos não-lineares que ocorrem na propagação do sinal em redes de longo alcance; as soluções numéricas para a NLSE e os principais tipos de fibras. O Capítulo 4 faz uma abordagem sobre ruído em sistemas de comunicação óptica, apresentando os recentes estudos dos modelos de ruído Gaussiano e a influência das interferências não-lineares na relação sinal-ruído óptica. No Capítulo 5 os resultados obtidos são apresentados e analisados e o Capítulo 6 é reservado para conclusões.

2 DISPOSITIVOS ÓPTICOS E FORMATOS DE MODULAÇÃO

Neste capítulo, serão abordados os principais dispositivos que compõem um sistema de comunicação óptica, que incluem transmissores ópticos, DSP, receptores ópticos, multiplexadores e demultiplexadores, amplificadores e multiplexador óptico *add/drop* reconfigurável (ROADM - *Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer*). Em seguida, serão abordados os dois principais formatos de modulação aplicados sistema de transmissão de longas distâncias: a modulação por chaveamento em quadratura de fase com multiplexação em polarização (PM-QPSK - *Polarization-Multiplexed-Quadrature Phase-Shift Keying*) e a modulação em quadratura e amplitude com multiplexação em polarização (PM-16QAM - *Polarization-Multiplexed-Quadrature Amplitude Modulation*).

2.1 Transmissores ópticos

Em sistemas de transmissão por fibra óptica, de modo geral, utiliza-se como fonte de luz um diodo emissor de luz (LED - *Light Emitting Diode*) ou Laser, com modulação direta ou externa.

2.1.1 Diodo emissor de luz (LED)

O LED é um tipo de dispositivo semicondutor que emite luz quando polarizado diretamente na junção $p-n$. O semicondutor p possui a característica de ausência de cargas positivas (lacunas) e o semicondutor n tem excesso de cargas negativas (elétrons) [1-4].

O processo de emissão espontânea de luz é produzido ao se aplicar uma tensão direta na junção $p-n$, fazendo com que os elétrons entrem em um estado de excitação e ao retornarem ao estado de estabilidade liberem energia na forma de fóton. Dado que a emissão espontânea ocorre em toda a largura de banda do meio de ganho (correspondente a todas as diferenças de energia entre as bandas de valência e de condução de um LED), a saída de luz de um LED tem um amplo espectro, ao contrário da do laser. Os fótons podem ser da faixa infravermelha, visível ou ultravioleta de acordo com o material semicondutor utilizado. Essa característica de comprimento de onda está relacionada com o *gap* de energia do material semicondutor [4].

A potência óptica gerada por um LED é linearmente proporcional à corrente que circula no circuito. Em outras palavras, elevar a corrente de entrada no circuito elétrico

simplesmente aumenta a emissão espontânea, e não há chance de acumular emissão estimulada devido à fraca refletividade. Por esta razão, os LED também não são capazes de produzir potências elevadas como os lasers [4].

No início da década de 1980, pesquisas foram realizadas com o objetivo de desenvolver LED emissores de superfície de alta radiação, tendo em sua composição o arseneto de índio e gálio-fosfeto de índio (InGaAs-InP - *Indium Gallium Arsenide-Indium Phosphide*) no comprimento de onda de 1,27 μm . A fabricação desses LED tinha como característica o deslocamento da junção, bem como a otimização da espessura da camada ativa, sendo destinados para o uso em sistemas de comunicação óptica, que funcionam no intervalo de comprimento de onda de 1000 a 1600 nm [18].

2.1.2 Laser

O conceito do laser foi inventado por Schawlow e Townes em 1958, sendo testado pela primeira vez por Maiman em 1960 usando uma haste de rubi. Seguindo este conceito, surgiram uma grande variedade de lasers, entre esses estão: o laser hélio-neon (He-Ne - *Hélio- Neon*), o laser de dióxido de carbono (CO_2 - *Carbon dioxide*), o laser de “corante” e o laser semicondutor [1-4][19][20].

O laser semicondutor é o mais importante em se tratando de comunicações ópticas, sendo aplicados quase que exclusivamente para comunicações em fibras ópticas. Desenvolvidos na década de 1980, operam na faixa de comprimento de onda de 1,3 μm a 1,6 μm e utilizam em sua composição um composto quaternário de índium-gálio-arseneto-fosfeto ($\text{In}_{1-x}\text{-Ga}_x\text{-As}_y\text{-P}_{1-y}$ - *Indium-gallium-arsenide-phosphide*) [3][20].

Lasers semicondutores são compactos (algumas centenas de micrômetros) e o processo de amplificação ou emissão é realizado pela emissão estimulada [4]. Na emissão estimulada, a saída de luz do laser é coerente, ou seja, os fótons têm a mesma direção, polarização, frequência e fase da radiação incidente. Os principais lasers semicondutores são: lasers semicondutor monomodo (*Single-Mode Semiconductor Lasers*), lasers de realimentação distribuída (DFB - *Distributed Feedback Lasers*), lasers semicondutor com cavidade acoplada (*Coupled-Cavity Semiconductor Lasers*), lasers semicondutor sintonizáveis (*Tunable Semiconductor Lasers*) e lasers de cavidade vertical com emissão pela superfície (VCSEL - *Vertical Cavity Surface Emitting Lasers*) [1][4].

Um parâmetro importante de degradação de sensibilidade para sistemas de comunicações ópticas é o ruído de fase associado ao laser transmissor. O LED, que emite luz

através do processo de amplificação espontânea, sofre mais limitações com o ruído de fase em comparação ao laser semiconductor coerente [1-4]. Essas limitações ocorrem devido às perdas por dispersão relacionadas com o alargamento espectral dinâmico (*chirp*). O alargamento espectral é a principal razão da aplicação do laser em sistemas de comunicações ópticas de longas distâncias. Um alargamento espectral maior reflete em ruído de fase mais intenso, que é diretamente relacionado com a largura de linha do laser. [1-4][19][20]. A largura de linha do laser ou largura espectral, em termos de potência de saída óptica, é dada por [1]

$$\Delta\nu = \frac{V_g^2 h\nu g_{th} n_{sp} \varphi_t}{8\pi P_{out}} (1 + \varphi^2). \quad (2.1)$$

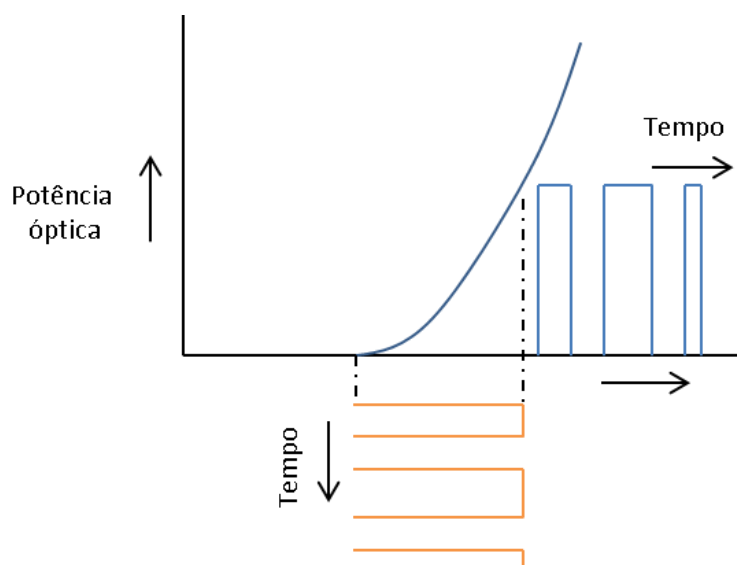
onde V_g é a velocidade de grupo da luz, $h\nu$ é energia do fóton, g_{th} o ganho de limiar, n_{sp} o fator de emissão espontânea, φ_t a perda da cavidade, φ é o fator de intensificação da largura de linha e P_{out} a potência de saída óptica.

Em [21], uma teoria da largura espectral de um laser semiconductor monomodo é apresentada. Em [22], a pesquisa é realizada com requisitos de largura de linha do laser para sistemas ópticos com detecção homódina e estimativas de fase digital de alimentação são determinadas por meio de extensas simulações de Monte Carlo. Em [23], progressos recentes em lasers de silício são apresentados.

2.1.3 Modulação direta e externa

O processo de inserir dados no sinal de luz é chamado de modulação óptica. A modulação dos sinais ópticos geralmente é realizada de duas maneiras: modulação direta (laser semiconductor ou LED) ou usando um modulador externo. O esquema de modulação direta mais simples e amplamente utilizado é o chamado *On-Off Keying*, onde o fluxo de luz é ativado ou desativado, dependendo se o bit de dados for 1 ou 0, assim como é ilustrado na Figura 2.1. A corrente de acionamento no laser semiconductor é ajustada acima de um determinado limite para um limiar de 1 bit e abaixo para 0 bit. A proporção das potências de saída para os bits 1 e 0 é chamada de razão de extinção. A modulação direta é simples e econômica, pois o processo de modulação é realizado alterando diretamente a amplitude do sinal óptico [4]. A modulação direta no laser implica em um aumento da largura de linha do laser, o que gera *chirp* e limita assim o desempenho do sistema a taxas de dados maiores que 5 Gbit/s [1][2].

Figura 2.1 – Modulação direta de um laser.



Fonte: Ramaswami [4].

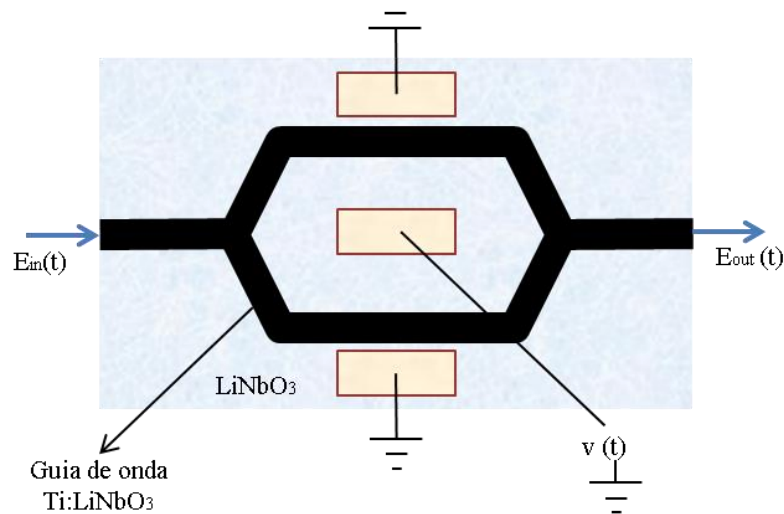
Em sistemas de comunicações com altas taxas, é desejável o uso de um modulador externo. Os dois principais tipos de moduladores externos utilizados em sistemas de comunicação óptica são o modulador de eletroabsorção (EAM - *Electro-Absorption Modulator*) e o modulador de fase eletro-óptico *Mach-Zehnder* (MZM - *Mach-Zehnder modulator*) [1][2].

O modulador EAM geralmente é construído a partir de fosfeto de índio (InP - *Indium Phosphide*). O EAM funciona tendo um sinal elétrico que altera as propriedades de transmissão do material no percurso da luz para torná-lo transparente durante um pulso 1 e opaco durante um pulso 0. O modulador EAM tem a vantagem de que, como o InP é utilizado como material para um EAM, esse pode ser integrado sobre o mesmo substrato do laser de realimentação distribuída (DFB - *Distributed FeedBack*) [1].

O MZM é um importante modulador óptico que faz uso do efeito eletro-óptico dentro de uma guia de ondas de niobato de lítio difundido com titânio (Ti:LiNbO₃ - *Titanium-Diffused Lithium Niobate*), de tal forma que o índice de refração efetivo muda em resposta a uma tensão aplicada ao guia. A presença de átomos de titânio dentro do cristal LiNbO₃ aumenta o índice de refração formando um guia de ondas. Esse simples dispositivo modula a fase da luz que passa pelo modulador, assim sendo útil como um modulador de fase. Para construir um modulador de intensidade, a modulação de fase é convertida em modulação de amplitude com a ajuda de um interferômetro *Mach-Zehnder* (MZI - *Mach-Zehnder Interferometer*) [2][24].

A melhor eficiência de modulação é alcançada quando os campos elétricos do sinal de dados e do laser estão ao longo do eixo z do cristal. Um parâmetro importante no projeto de um MZM é a voltagem V_π necessária para produzir uma mudança de fase de π entre os dois braços do MZM. A tensão de condução V_π é tipicamente de 5 V, mas pode ser reduzida até 3 V com um projeto adequado [24]. Além disso, a razão de extinção dos moduladores LiNbO₃ pode ser superior a 20 dB e a largura de banda de modulação até 100 GHz [24]. A Figura 2.2 apresenta o modelo de guia de onda para um MZM X -cut [24].

Figura 2.2 – X -cut LiNbO₃ na configuração Mach-Zehnder (b).



Fonte: Coelho [24].

Na Figura 2.2, o campo elétrico da luz pode ser modulado usando o fato de que o índice de refração do material LiNbO₃ pode ser alterado aplicando uma tensão externa (efeito eletro-óptico). Se nenhuma tensão for aplicada, os campos ópticos nos dois braços do interferômetro MZM experimentam mudança de fase idêntica e interferem de forma construtiva. Se uma tensão externa for aplicada, o deslocamento de fase nos dois braços não é mais idêntico [24].

Portanto, a intensidade da luz é reduzida proporcionalmente à diferença de fase entre os dois braços, uma vez que a luz de saída não interfere de forma construtiva. Quando a diferença de fase entre os dois braços é π , nenhuma luz é transmitida porque ocorre interferência destrutiva nesse caso. Em outras palavras, a operação de um MZM pode ser descrita da seguinte forma: para o MZM X -cut, o efeito eletro-óptico é máximo ao longo do eixo z do cristal. Portanto, o campo elétrico é assumido como polarizado ao longo do eixo z e apenas os campos elétricos escalares $E_{in}(t)$ e $E_{out}(t)$ são analisados. Quando a luz se

propaga através dos braços do MZM, o deslocamento de fase pode ser aproximado linearmente de acordo com o efeito de *Pockels* (*Pockels effect*) [24].

2.2 Receptores ópticos

O objetivo do receptor óptico é converter o sinal óptico, enviado pelo transmissor óptico em forma de luz, para elétrico, recuperando assim os dados transmitidos [2]. O processo básico que transforma o sinal óptico em sinal elétrico é realizado utilizando um fotodetector, gerando uma corrente elétrica proporcional à potência óptica incidente. O amplificador de *front-end* (receptor óptico constituído de um fotodiodo seguido de um pré-amplificador) aumenta a potência do sinal elétrico gerado para um nível utilizável. Em sistemas de comunicações digitais, o amplificador *front-end* é seguido por um circuito de decisão que estima os dados a partir da saída do amplificador *front-end* [1-3].

Uma característica importante do receptor óptico é o ruído gerado pelo fotodetector. Os receptores ópticos convertem a potência óptica incidente, P_{in} , em corrente elétrica através de um fotodiodo [2]. A relação, $I_p = RP_{in}$, onde a fotocorrente I_p é diretamente proporcional à potência óptica incidente P_{in} , assume que essa conversão é livre de ruído [2]. No entanto, este não é o caso mesmo para um receptor perfeito. Existem dois mecanismos fundamentais de ruído: o ruído de disparo e ruído térmico. Esses ruídos levam à flutuações na corrente, mesmo quando o sinal óptico incidente tem uma potência constante. A relação $I_p = RP_{in}$ ainda é válida se I_p for interpretado como a corrente média. No entanto, o ruído elétrico induzido pelas flutuações de corrente afeta o desempenho do receptor [2].

Podem-se classificar os receptores ópticos em dois tipos: receptores ópticos com detecção direta e receptores ópticos coerentes. Nos receptores ópticos com detecção direta o processo de recuperação do sinal transmitido é realizado a partir de sua detecção direta por um fotodetector. Os principais receptores nesta classe são constituídos de fotodiodos de junção *p-n*, fotodiodos *p-i-n*, fotodiodos avalanche e fotodiodos metal-semicondutor-metal [1-4].

Os receptores ópticos coerentes combinam o sinal óptico de entrada de forma coerente com um laser de onda contínua (CW - *Continuous Wave*) antes do detector. Os principais receptores nesta classe utilizam um oscilador local (LO - *Local Oscillator*) e técnicas de detecção homódina ou detecção heteródina [1-4].

Uma das vantagens da aplicação de um receptor óptico coerente é o seu uso para qualquer tipo de formato de modulação multinível. Outra importante vantagem do receptor

coerente digital é a função de processamento do sinal no receptor. A demodulação das componentes de fase e quadratura (IQ - *In-phase and Quadrature components*) do sinal óptico pelo receptor coerente digital é um processo completamente linear. Portanto, todas as informações sobre a amplitude complexa do sinal óptico transmitido são preservadas mesmo após a detecção, permitindo que as funções de processamento do sinal óptico como filtragem e compensação de dispersão possam ser realizadas no estágio elétrico após a detecção. A compensação elétrica da dispersão, com o uso do processamento digital de sinais (DSP - *Digital Signal Processing*), elimina a necessidade da fibra de compensação nos enlaces ópticos (ver Subseção 2.2.4) [25].

2.2.1 Configuração do receptor coerente

O conceito fundamental da detecção coerente é ter o produto do campo elétrico do sinal modulado e do LO no domínio elétrico. A parte complexa do campo elétrico do sinal óptico transmitido é:

$$E_s(t) = A_s(t) \exp(i\omega_s t), \quad (2.2)$$

onde $A_s(t)$ é a amplitude complexa e ω_s é a frequência angular [25]. A parte real do campo elétrico é dada por $\varepsilon_s(t) = \Re\{E_s(t)\}$, onde $\Re$ denota a parte real [25]. De forma similar, o campo elétrico complexo do LO localizado no receptor pode ser escrito como:

$$E_\ell(t) = A_\ell(t) \exp(i\omega_\ell t), \quad (2.3)$$

onde $A_\ell(t)$ é a constante da amplitude complexa e ω_ℓ é a frequência angular do LO [25]. A parte real do campo elétrico é dada por $\varepsilon_\ell(t) = \Re\{E_\ell(t)\}$. As amplitudes complexas, A_s e A_ℓ , estão relacionadas com a potência de sinal P_s e a potência LO P_ℓ como [25]:

$$P_s = \frac{k|A_s|^2}{2}, \quad (2.4)$$

$$P_\ell = \frac{k|A_\ell|^2}{2}. \quad (2.5)$$

De modo que a constante k é:

$$k = \frac{S_{eff}}{\zeta}, \quad (2.6)$$

onde S_{eff} indica a área efetiva do feixe e ζ é a impedância do espaço livre [25].

A detecção balanceada é geralmente introduzida no receptor coerente como um meio de suprimir o componente DC e maximizar o batimento entre o sinal e o LO. O ponto principal é o uso de um acoplador óptico de 3 dB que adiciona uma defasagem de 180° para o campo do sinal ou o campo do LO entre as duas portas de saída. Quando o sinal e o LO são copolarizados, os campos elétricos incidentes nos fotodiodos superior e inferior são dados por [25]:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s + E_\ell), \quad (2.7)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s - E_\ell), \quad (2.8)$$

e as correntes de saída são escritas como:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= kR \left[\Re \left\{ \frac{A_s(t) \exp(i\omega_s t) + A_\ell(t) \exp(i\omega_\ell t)}{\sqrt{2}} \right\} \right]^{ms} \\ &= \frac{R}{2} \left[P_s(t) + P_\ell + 2\sqrt{P_s(t)P_\ell} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_\ell(t)\} \right], \end{aligned} \quad (2.9)$$

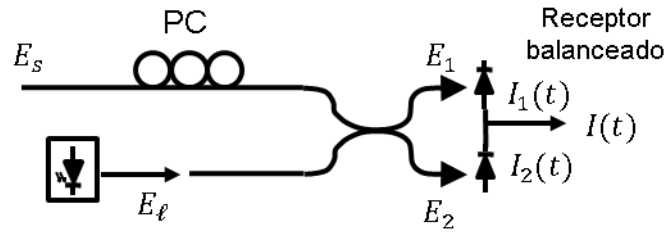
$$\begin{aligned} I_2(t) &= kR \left[\Re \left\{ \frac{A_s(t) \exp(i\omega_s t) - A_\ell(t) \exp(i\omega_\ell t)}{\sqrt{2}} \right\} \right]^{ms} \\ &= \frac{R}{2} \left[P_s(t) + P_\ell - 2\sqrt{P_s(t)P_\ell} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_\ell(t)\} \right], \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde ms denota a relação médio quadrática em relação à frequência óptica, $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_\ell$ é o estágio de frequência intermediária (IF - *Intermediate Frequency*), $\theta_{sig}(t)$ é a fase do sinal transmitido, $\theta_\ell(t)$ é a fase do LO e R é a responsividade do fotodiodo. O valor de $I(t)$ na saída do detector balanceado é dado por:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_\ell} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_\ell(t)\}. \quad (2.11)$$

A potência do oscilador local, P_ℓ , é sempre constante e $\theta_\ell(t)$ inclui apenas o ruído de fase que varia aleatoriamente com o tempo. É verificado que apenas o batimento entre o sinal e o LO é medido com detecção balanceada. Deve-se enfatizar que a corrente dada em (2.13) é proporcional a $\sqrt{P_\ell}$. Portanto, à medida que a potência LO aumenta, pode-se obter um ganho para a corrente onde o nível de sinal supera o ruído térmico do circuito do receptor. Nesse caso, a relação sinal-ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*) do sinal recebido é determinada a partir do ruído intrínseco do sinal óptico e pode atingir o limite do ruído quântico. A Figura 2.3 apresenta a configuração de um receptor óptico coerente, assumindo que o estado de polarização (SOP - *State of Polarization*) do sinal transmitido e o LO estão alinhados, ajustados pelo controlador de polarização (PC - *Polarization Controller*).

Figura 2.3 – Configuração de um receptor óptico coerente responsável por medir o batimento entre o sinal e o oscilador.



Fonte: Kikuchi [25].

2.2.2 Detecção heteródina

A detecção heteródina refere-se ao caso em que $|\omega_{IF}| \gg 2\pi/T$, onde $1/T$ é a taxa de símbolos que determina a largura de banda de modulação da portadora óptica. Nesse caso, o campo elétrico do sinal óptico é convertido para um valor menor que o sinal IF, incluindo a informação de amplitude e as informações de fase sem cruzamento espectral. A fase do sinal é dada como $\theta_{sig}(t) = \theta_s(t) + \theta_{sn}(t)$, onde $\theta_s(t)$ é a modulação de fase (PM - *Phase Modulation*) e $\theta_{sn}(t)$ é o ruído de fase. A saída $I(t)$ do receptor é dada por [25]:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_\ell} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)\}, \quad (2.12)$$

onde $\theta_n(t)$ é o ruído de fase total dado por:

$$\theta_n(t) = \theta_{sn}(t) - \theta_\ell. \quad (2.13)$$

Pode-se escrever a amplitude complexa da corrente na (2.14) como [25]:

$$I_c(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_\ell} \exp[i\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\}]. \quad (2.14)$$

Verifica-se que a (2.14) é equivalente à amplitude complexa $A_s(t)$ do sinal óptico, exceto para o aumento de ruído de fase proveniente do LO. Com a finalidade de demodular de forma síncrona o sinal IF heteródino dado pela (2.12), é necessário empregar o circuito travado em fase (PLL - *Phase-Locked Loop*) no estágio do IF. Embora o ruído de fase total $\theta_n(t)$ possa variar com o tempo, o circuito PLL elétrico pode estimar o ruído de fase e decodificar o símbolo no fasor dado na (2.14).

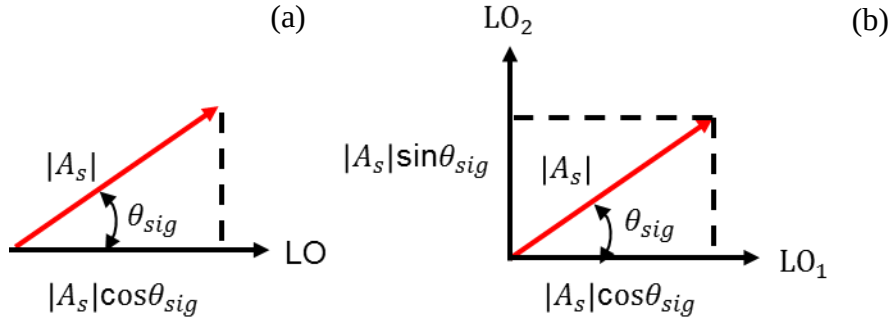
2.2.3 Detecção homódina

A detecção homódina refere-se ao caso de $\omega_{IF} = 0$. A corrente do fotodiodo do receptor homódino é [25]:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_\ell} \cos\{\theta_{sig}(t) - \theta_\ell(t)\}. \quad (2.15)$$

A (2.15) implica que o receptor homódino mede o produto interno entre o fasor do sinal e o fasor do LO, conforme Figura 2.4(a). Para decodificar o símbolo corretamente, a fase do LO $\theta_\ell(t)$ deve rastrear o ruído da fase do transmissor $\theta_{sn}(t)$ tal que $\theta_n(t) = 0$, esta função deve ser realizada pelo circuito óptico travado em fase (OPLL - *Optical Phase Lock Loop*). No entanto, na prática a implementação desse circuito não é simples e aumenta a complexidade da configuração. Além disso, a (2.15) apenas fornece o componente cosseno (componente em fase com relação à fase LO), e o componente seno (componente em quadratura) não pode ser detectado ao mesmo tempo. Portanto, esse tipo de receptor homódino não é capaz de extrair informações completas sobre a amplitude complexa do sinal.

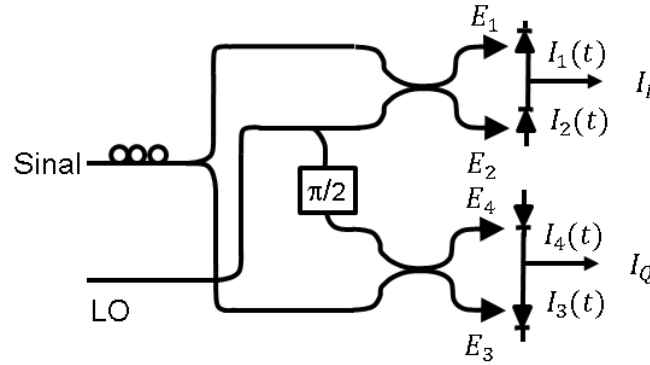
Figura 2.4 – Diagrama de fasor do sinal em relação ao LO para detecção homódina: (a) que mede o produto interno entre o sinal e fasores de LO; (b) para a detecção homódina de várias fases.



Fonte: Kikuchi [25].

O diagrama fasorial da Figura 2.4(b) mostra que se pode medir o componente em fase com LO_1 e o componente em quadratura com LO_2 . A forma encontrada para a detecção dos componentes IQ simultaneamente do sinal óptico foi preparar outro LO, cuja fase é deslocada em 90° no receptor homódino e o sinal é distribuído em dois caminhos. O circuito óptico que dá o deslocamento de fase de 90° é chamado acoplador óptico híbrido de 90° , como mostrado na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Configuração do receptor homódino de várias fases usando um acoplador óptico híbrido de 90° .



Fonte: Kikuchi [25].

Usando o receptor mostrado na Figura 2.5, podem-se obter quatro saídas E_1 , E_2 , E_3 e E_4 a partir das entradas E_s e E_ℓ . Tais como [25]:

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_s + E_\ell), \quad (2.16)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_s - E_\ell), \quad (2.17)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_s + iE_\ell), \quad (2.18)$$

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_s - iE_\ell), \quad (2.19)$$

As correntes de saída dos fotodiodos balanceados são então fornecidas de:

$$\begin{aligned} I_I(t) &= I_{I1}(t) - I_{I2}(t) \\ &= R\sqrt{P_s P_\ell} \cos\{\theta_{sig}(t) - \theta_\ell(t)\}, \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} I_Q(t) &= I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) \\ &= R\sqrt{P_s P_\ell} \sin\{\theta_{sig}(t) - \theta_\ell(t)\}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

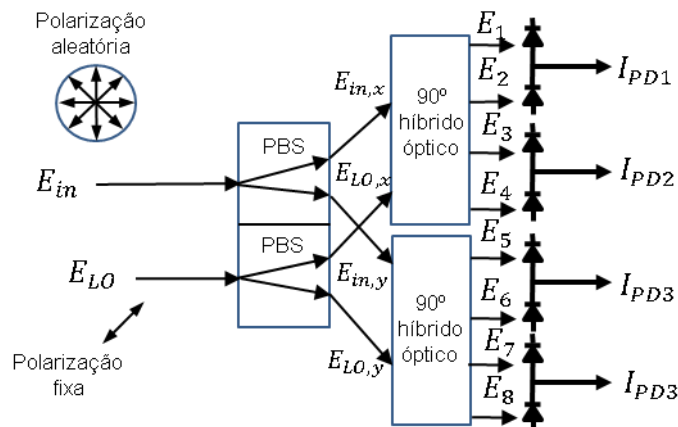
Usando (2.20) e (2.21), pode-se restaurar a amplitude complexa $I_c(t)$, tal que:

$$\begin{aligned} I_c(t) &= I_I(t) - iI_Q(t) \\ &= R\sqrt{P_s(t)P_\ell} \exp[i\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\}]. \end{aligned} \quad (2.22)$$

o que equivale à amplitude complexa do sinal óptico, exceto pelo aumento de ruído de fase [25].

Até o momento, assumiu-se que a polarização de um sinal óptico recebido estava sempre alinhada à polarização do oscilador local. No entanto, em sistemas práticos é pouco provável que a polarização do sinal de entrada permaneça alinhada ao SOP da LO devido às mudanças aleatórias na birrefringência das fibras de transmissão. Para lidar com esse problema, o receptor de diversidade de polarização foi introduzido no receptor coerente. O receptor homódino empregando polarização e variação de fase é mostrado na Figura 2.6, onde dois receptores homogêneos de diversidade de fase são combinados na configuração de diversidade de polarização. O sinal de entrada que tem um SOP arbitrário é separado em dois componentes de polarização linear com um divisor de feixe de polarização (PBS – *Polarization Beam Splitter*). Esses componentes são exibidos com o mesmo LO e mesmo no caso do sistema de polarização multiplexada é possível demultiplexar as correntes de polarização em quatro saídas no receptor usando o DSP (ver Seção 5.3) [25].

Figura 2.6 – Configuração do receptor homódino empregando diversas fases e polarizações.



Fonte: Kikuchi [25].

Do ponto de vista da simulação, os principais parâmetros de um receptor a serem analisados são a SNR e a sensibilidade do receptor. A SNR determina a qualidade do sinal em relação ao ruído, sendo obtida dividindo a potência média do sinal pela potência média do ruído [25].

A sensibilidade do receptor determina a mínima potência necessária para recuperar a informação, em outras palavras, diz-se que um receptor é mais sensível se conseguir o mesmo desempenho com menos energia óptica incidente. O critério de desempenho para receptores digitais é regido pela taxa de erros de bits (BER - *Bit-Error Rate*), definida como a probabilidade de identificação incorreta de um bit pelo circuito de decisão do receptor [1-4].

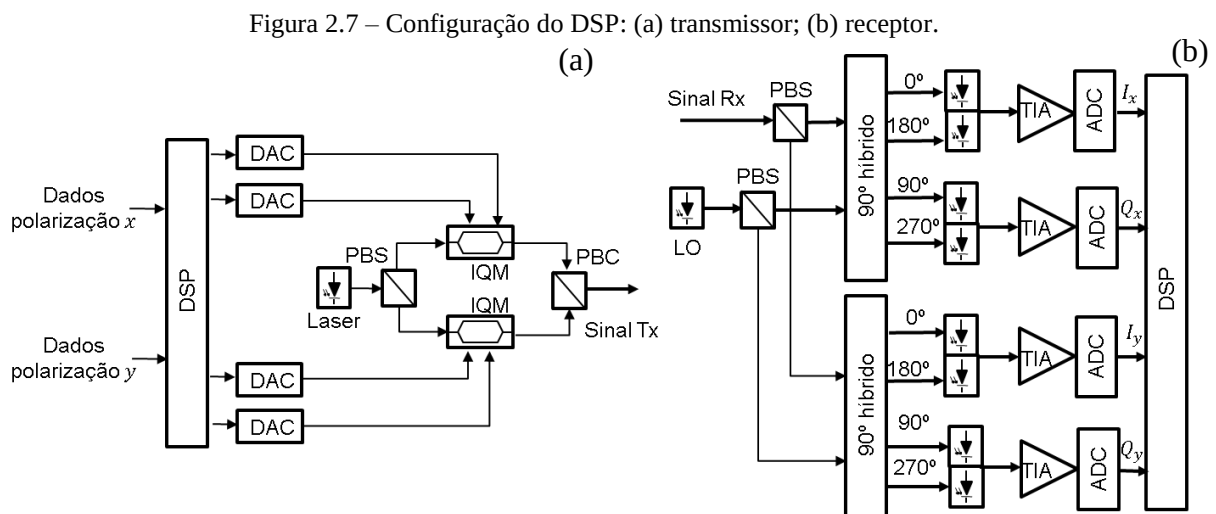
2.2.4 Transmissor e receptor coerente baseado em DSP

A aplicação do transmissor e receptor coerente permitiu suportar taxas elevadas de transmissão de dados em sistemas de comunicações ópticas de longo alcance. Os sistemas que utilizam transceptores coerentes digitais permitem o uso de formatos de modulação mais robustos em multinível, tais como DP-QPSK e DP-16QAM. Esses formatos de modulação multinível, em conjunto com algoritmos aplicados no DSP e avançadas técnicas de FEC possibilitou que sistemas de comunicações ópticas suportassem taxas superiores a 100 Gbit/s [5][26].

O DSP permite compensar através de algoritmos tanto a GVD bem como a PMD evitando o uso de sistemas com dispersão compensada. Além disso, uma vez que as funções de equalização e sincronização no DSP foram estabelecidas, funcionalidades avançadas como

a modelagem espectral e a compensação de não-linearidade foram introduzidas no DSP [17][26].

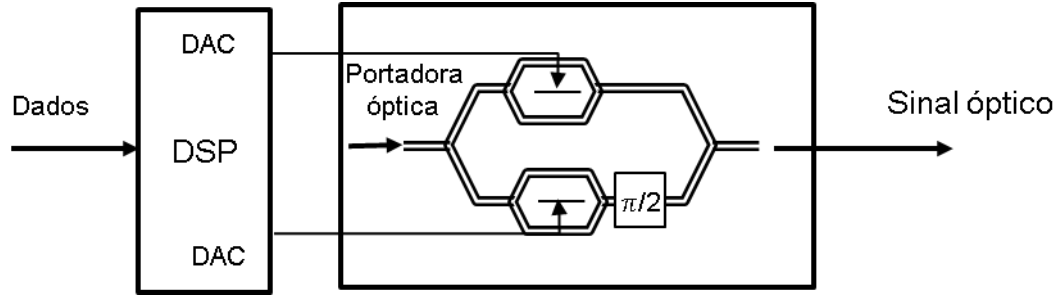
A configuração usual do transceptor coerente para o sistema de transmissão DP, utilizando formatos avançados de modulação vetorial e técnicas DSP, é mostrada na Figura 2.7(a). No transmissor, as duas primeiras seqüências de dados independentes para as polarizações x e y são processadas no DSP, que podem incluir: codificação, modulação, filtragem de modelagem de impulsos, pré-compensação de impedimentos de transmissão linear e não-linear. Tais sinais, processados digitalmente, são convertidos em sinais analógicos usando quatro conversores digital-analógicos (DAC - *Digital-to-Analog Converters*) correspondentes aos componentes em fase(I) e em quadratura(Q) de sinais para polarizações x e y , que são usados para conduzir dois moduladores de IQ (IQM - *Modulators IQ*). Uma única saída de laser é dividida por um PBS e usada para dois IQM. As saídas dos IQM são então combinadas com o combinador de feixe de polarização (PBC - *Polarization Beam Combiner*) e transmitidas através de fibra óptica [26].



Fonte: Faruk [26].

O IQM óptico pode ser realizado com moduladores *push-pull* do tipo *Mach-Zehnder* (ver Subseção 2.1.3) em paralelo, entre os quais a fase é deslocada em $\pi/2$. Os componentes IQ do suporte óptico são modulados de forma independente com o modulador IQ , permitindo qualquer tipo de formato de modulação multinível. Na Figura 2.8 é mostrado o transmissor óptico baseado em DSP com o IQM com dois moduladores *push-pull* do tipo *Mach-Zehnder* [25][26].

Figura 2.8 – Transmissor óptico baseado em DSP com o IQM com dois moduladores *push-pull* do tipo Mach-Zehnder.



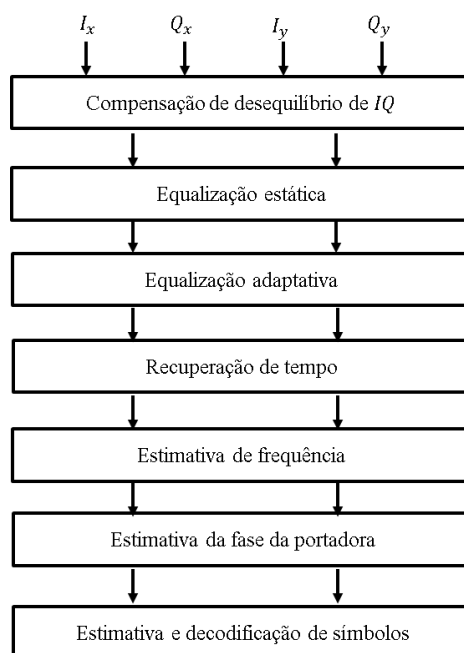
Fonte: Kikuchi [25].

No receptor, a arquitetura de diversidade de fase e polarização, mostrada na Figura 2.7(b), é frequentemente utilizada para mapear linearmente o sinal óptico de entrada em quatro sinais elétricos, correspondentes aos componentes de campo em fase e em quadratura para as duas polarizações. O *front-end* óptico é empregado com dois PBS e um par de híbridos de 90°, um para cada componente de polarização. As saídas do híbrido óptico são então detectadas com quatro fotodiodos balanceados cujas saídas são dadas como [26]:

$$\begin{bmatrix} I_x \\ Q_x \\ I_y \\ Q_y \end{bmatrix} \propto \begin{bmatrix} \Re\{E_x E_{lo}^*\} \\ \Im\{E_x E_{lo}^*\} \\ \Re\{E_y E_{lo}^*\} \\ \Im\{E_y E_{lo}^*\} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Onde $\Re\{\cdot\}$ e $\Im\{\cdot\}$ representam componentes reais e imaginários, E_x e E_y indicam os campos elétricos do sinal óptico de entrada com polarização dupla dos componentes de polarização x e y , sendo E_{lo} o campo elétrico do oscilador local. Posteriormente, os sinais são amplificados com amplificadores de transimpedância (TIA - *Trans-Impedance Amplifiers*) antes de serem digitalizados pelos conversores analógico-digital (ADC - *Analog-to-Digital Converter*). O sinal digitalizado passa por uma cadeia de operações no DSP no processo de demodulação dos dados. Embora para uma realização específica em um receptor coerente digital as operações DSP podem variar. Contudo, os procedimentos genéricos em um DSP são mostrados no diagrama de bloco na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Sequência típica de operação do DSP em um receptor coerente.



Fonte: Faruk [26].

As funcionalidades no DSP podem ser resumidas como: na compensação do desequilíbrio de IQ o desajuste da amplitude, fase e tempo entre o componente I e Q são compensados; na equalização digital os impedimentos lineares e não-lineares do canal são equalizados; na recuperação de tempo os erros de temporização são estimados e corrigidos a partir deles; na recuperação de frequência e fase o desajuste de frequência entre o laser transmissor, o LO e o ruído da fase do laser são estimados e compensados; na estimativa e decodificação de símbolos os códigos de correção de erros são empregados e os símbolos transmitidos são estimados [26].

2.3 Multiplexadores e demultiplexadores

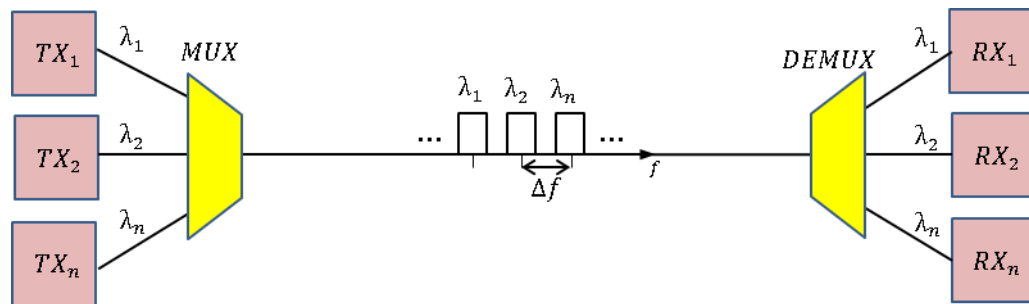
As primeiras conexões ópticas eram do tipo ponto a ponto, constituídos de fibras ópticas com uma única fonte de luz transmitindo informações de um ponto ao outro. Com o advento das redes ópticas WDM [1], os dispositivos multiplexadores e demultiplexadores tornaram-se essenciais em sistemas WDM [2].

A função do multiplexador é combinar os vários sinais ópticos, oriundos de múltiplas fibras em uma única fibra. O demultiplexador recebe todos os sinais combinados em uma única fibra, separa esses canais e os envia para cada fibra ou fotodetector correspondente a cada sinal [28].

Multiplexadores e demultiplexadores ópticos podem ser classificados como componentes passivos ou ativos. Componentes passivos são baseados em prismas, grades de difração ou filtros de frequências. Componentes ativos realizam a combinação dos componentes passivos com detectores sintonizáveis [27]. A representação de um diagrama de blocos de um sistema WDM utilizando multiplexador e demultiplexador é apresentado na Figura 2.10 [28]. A letra grega λ (*lambida*) representa os n sinais ópticos que chegam ao multiplexador e os respectivos sinais ópticos que saem do demultiplexador.

A principal preocupação na aplicação do multiplexador e demultiplexador estão relacionadas com os espaçamentos entre canais. Pois, quanto mais denso for o sistema WDM, maior será a proximidade dos canais e uma consequente interferência entre eles.

Figura 2.10 – Diagrama de blocos de um sistema WDM utilizando multiplexador e demultiplexador.



Fonte: Senior [28].

2.4 Amplificadores ópticos

A principal função dos amplificadores é compensar a atenuação óptica sofrida pelos canais ópticos devido à propagação do sinal nas fibras e componentes passivos [29]. A perda cumulativa da intensidade do sinal faz com que o sinal se torne muito fraco para ser detectado. Com isso, a intensidade do sinal deve ser restaurada [4]. O parâmetro mais importante do amplificador óptico é o ganho do sinal ou ganho do amplificador, basicamente definido por

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.24)$$

onde P_{out} e P_{in} são as potências de saída e de entrada do sinal [1].

No entanto, a intensidade de radiação de um fóton de energia varia exponencialmente com a distância percorrida no interior da cavidade do laser [1]. O ganho óptico depende do

comprimento de onda do sinal incidente, das intensidades do sinal e do bombeamento, comprimento de onda do bombeamento (no caso de bombeamento óptico), fibra hospedeira (fibra óptica dopada), além de outros parâmetros. O ganho do meio pode ser modelado, em primeira aproximação, por um sistema com dois níveis de energia alargados homogeneamente (mesma energia de transição), cuja descrição é dada aproximadamente pela função lorentziana [30]:

$$G_{\omega} = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + \frac{P}{P_{sat}}}, \quad (2.25)$$

onde g_0 é o valor máximo de ganho, determinado pela intensidade de bombeamento, ω é a frequência óptica do sinal incidente, ω_0 é a frequência da transição atômica e P é a potência óptica do sinal a ser amplificado. O parâmetro P_{sat} é a potência de saturação para o sinal, que depende de parâmetros do meio gerador de ganho, como tempo de fluorescência e seção de choque da transição. O parâmetro T_2 é conhecido como tempo de relaxação de dipolo e é tipicamente muito pequeno (0,1 ps a 1 ns) [30].

Considerando que a potência de sinal é muito menor que a potência de saturação, tem-se:

$$G_{\omega} = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2}. \quad (2.26)$$

A equação (2.26) mostra que o ganho máximo ocorre quando a frequência do sinal coincide com a frequência de transição atômica. Considerando a frequência do sinal exatamente sintonizada na frequência de transição atômica, $\omega = \omega_0$, tem-se a partir de (2.25) [30]:

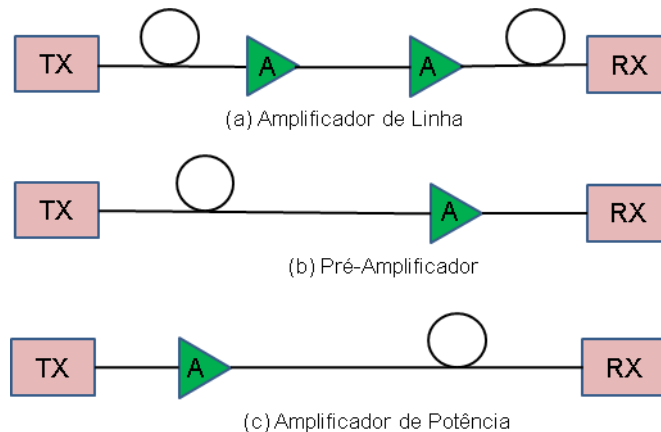
$$G = \frac{g_0}{1 + \frac{P}{P_{sat}}}. \quad (2.27)$$

Conforme em (2.27), é verificado que, para um dado bombeamento, o ganho do amplificador diminui com o aumento da potência óptica do sinal na entrada do amplificador [30]. Antes do advento dos amplificadores ópticos, a opção para restaurar a intensidade do sinal era regenerá-lo, ou seja, ter que usar a regeneração O-E-O. Este processo tem um custo

elevado, sendo realizado em canais individuais. Em contraste, os amplificadores ópticos proporcionam ganho para um grande número de canais em sistemas de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM) [31].

Pode-se, dependendo da aplicação, classificar os amplificadores ópticos em: amplificadores de linha, pré-amplificadores e amplificadores de potência [1]. Amplificadores de linha são usados para compensar as perdas do enlace e aumentar a distância entre repetidores regenerativos. Os pré-amplificadores são aplicados antes dos fotodetectores para melhorar a SNR degradada por ruído no receptor. Os amplificadores de potência são utilizados na saída do transmissor óptico para gerar um sinal com alta potência e ampliar a distância da transmissão. As classes de amplificadores são apresentadas conforme a Figura 2.11 [32].

Figura 2.11 – Classes de amplificadores de acordo com sua aplicação.



Fonte: Carvalho [32].

Os principais tipos de amplificadores ópticos relatados na literatura são: amplificador de fibra Raman (FRA - *Fiber Raman Amplifier*), amplificador de fibra dopada com érbio (EDFA - *Erbium Doped Fibre Amplifier*), amplificador em guia de onda dopado com érbio (EDWA - *Erbium Doped Waveguide Amplifier*) e amplificador óptico semiconductor (SOA - *Semiconductor Optical Amplifier*). Em sistemas WDM, destacam-se os amplificadores FRA e EDFA [28].

2.4.1 Amplificadores Raman

Os amplificadores Raman fazem uso do princípio do espalhamento Raman estimulado (SRS - *Stimulated Raman Scattering*) que ocorre em fibras de sílica. Para estimular o SRS, um feixe de bombeio e de sinal são injetados na fibra através de um acoplador de fibra [2].

Durante o processo de SRS, um fóton de bombeio cede sua energia para criar outro fóton de energia reduzida na frequência do sinal, sendo a energia restante absorvida pelo material sob a forma de vibrações moleculares (fônons ópticos) [2]. A energia é transferida continuamente do bombeio para o sinal por meio do SRS à medida que os dois feixes copropagam no interior da fibra.

Os amplificadores Raman têm baixos ganhos por unidade de comprimento em comparação com os EDFA e, portanto, fibras longas são necessárias para a sua operação. Ganhos superiores são alcançados usando fibras com áreas efetivas menores e baixas perdas. O bombeio Raman pode ser copropagante ou contrapropagante em relação ao feixe do sinal [2]. O maior problema na aplicação dos FRA é a exigência do uso de lasers com altas potências no processo de estímulo do SRS, consequentemente, os preços desses lasers são elevados.

2.4.2 Amplificadores EDFA

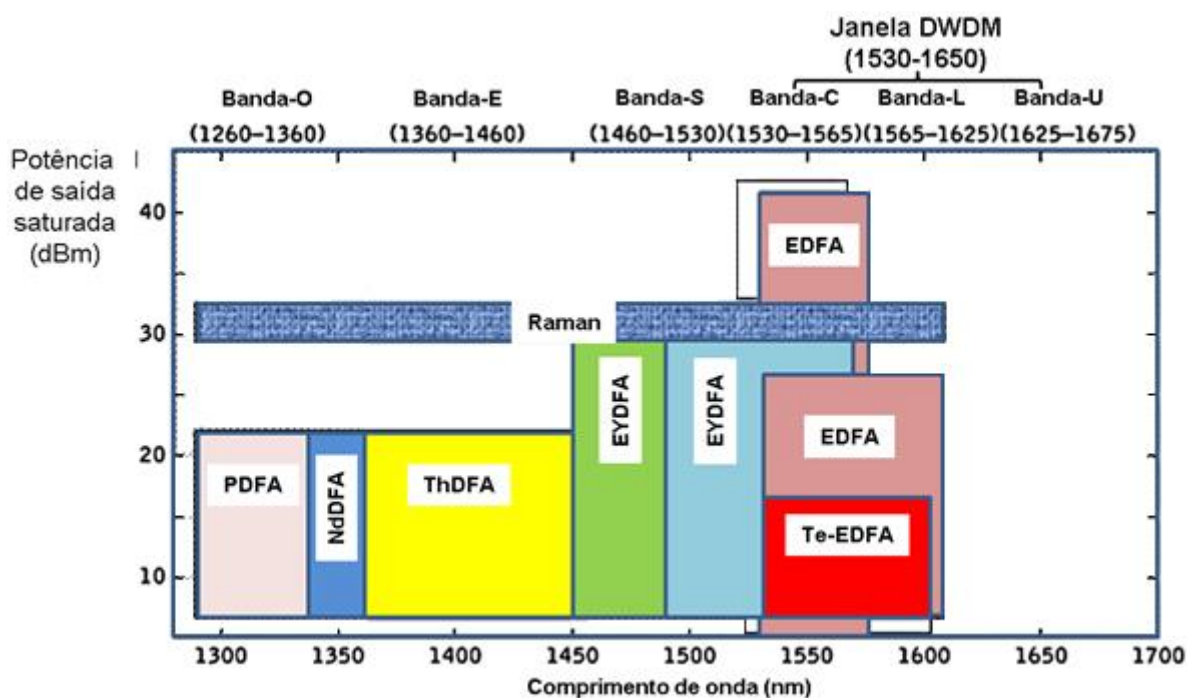
Amplificadores de fibra dopados com érbio têm sido estudados extensivamente [33], o EDFA é o amplificador óptico mais utilizado devido à sua compatibilidade com a transmissão em fibras, eficiência energética e baixo custo. O seu processo de amplificação implica em baixa amplificação de ruído numa banda de comprimento de onda de 1530nm a 1565nm com uma largura de banda total em torno de 35nm, a chamada banda C [5].

Amplificadores EDFA estão em uso desde o final da década de 1980. No início dos anos 90, grandes melhorias em eficiência e desempenho espectral foram realizados, resultando em um meio de ganho robusto, ideal para explorar sistemas de longa distância e suprir a crescente demanda por largura de banda [31].

Os EDFA são uma classe importante de amplificadores ópticos, durante o processo de fabricação o núcleo da fibra é dopado com elementos de terras raras como meio de ganho. Entre os elementos de terras raras, o *erbium* é o elemento mais empregado, na forma de íons trivalentes (Er^{3+}), à realização de amplificadores de fibra dopadas operando na região de comprimento de onda próximo de 1500 nm.

O EDFA é o amplificador óptico mais comum e atualmente são aplicados na banda C. A grande vantagem dos EDFA é que eles são capazes de amplificar simultaneamente muitos canais WDM [4]. A Figura 2.12 fornece as faixas de comprimento de onda de amplificação óptica para diferentes amplificadores de fibra dopados [28].

Figura 2.12 – Tipos de amplificadores ópticos em função da dopagem da fibra.



Fonte: adaptado de Senior [28].

O princípio de operação do EDFA ocorre na propagação do sinal de bombeio em conjunto com o sinal propagado. Normalmente o sinal de bombeio do laser opera nos comprimentos de onda de 980 nm ou 1480 nm [29]. Um aspecto importante dos amplificadores ópticos é o ruído devido à emissão espontânea amplificada (ASE - *Amplified Spontaneous Emission*) (ver Seção 4.1), além da emissão estimulada que gera ganho. Este ganho médio também produz emissão espontânea, o que dá origem ao espectro da ASE do amplificador. O ruído de ASE limita a relação sinal-ruído óptica (OSNR - *Optical Signal-to-Noise Ratio*), principalmente quando amplificadores são posicionados em “cascata”, sendo quantificada na figura de ruído (NF - *Noise Figure*) no amplificador.

2.5 Multiplexador add/drop óptico reconfigurável

Desde o surgimento dos sistemas WDM, pesquisadores têm sido atraídos pela possibilidade de roteamento dinâmico e flexível de comprimento de onda [34]. O ROADM ou mais popularmente conhecido como multiplexador óptico *add/drop* é um dispositivo muito importante em redes dinamicamente reconfiguráveis, principalmente em redes ópticas elásticas [8].

A característica de reconfiguração do OADM refere-se à capacidade de selecionar os comprimentos de onda desejados a serem retirados e adicionados de forma dinâmica. Isso permite uma maior flexibilidade no planejamento de uma rede, permitindo que percursos sejam configurados e removidos dinamicamente [4].

Os subsistemas ROADM podem ser implementados usando uma variedade de arquiteturas, cada uma com suas próprias decisões entre desempenho e funcionalidade. Tais arquiteturas são baseadas em bloqueadores de comprimento de onda (WB - *Wavelength Blockers*), comutadores de pequenas matrizes (*arrays of small switches*) e comutadores de comprimento de onda seletivo (WSS - *Wavelength-Selective Switches*). A arquitetura mais destacada nos ROADM é a que emprega em sua composição os comutadores WSS [35].

Comutadores de comprimento de onda seletivos é a tecnologia predominante utilizada na implementação dos ROADM. A principal característica da tecnologia WSS é a capacidade de direcionar cada comprimento de onda, de múltiplas fibras de entrada, para qualquer uma das múltiplas portas de saída do ROADM [1].

O WSS pode atenuar a potência óptica dos comprimentos de onda, individualmente, que são encaminhados à fibra de saída. Isto permite equalizar a potência óptica entre os comprimentos de onda para maximizar o desempenho global da transmissão [36]. A capacidade de controlar o nível de potência através do dispositivo com um atenuador óptico variável (VOA - *Variable Optical Attenuator*) é outra vantagem fundamental da utilização de um comutador WSS [37].

2.6 Formatos de modulação

Na última década, o desenvolvimento de formatos avançados de modulação e esquemas de multiplexação levou a um significativo aumento da capacidade disponível em fibras ópticas monomodo. Inicialmente, os sistemas comerciais baseavam-se principalmente no formato de modulação de codificação binária *on-off keying* (ver subseção 2.1.3) com uma

taxa de 10 Gb/s por canal de comprimento de onda, com um espaçamento de frequência de 50 GHz ou 100 GHz entre canais de comprimento de onda. Atualmente, os produtos comerciais oferecem taxas de bits de até 200 Gb/s por canal de comprimento de onda, ocupando uma largura de banda de 37,5 GHz ou até mais estreitas [5]. Nesta seção, serão abordados os dois principais formatos de modulação aplicados sistema de transmissão de longas distâncias: PM-QPSK e a PM-16QAM.

2.6.1 Modulação PM-QPSK

A combinação de polarização dupla e QPSK reduz a taxa de símbolos requerida por um fator de quatro. Por exemplo, 112 Gbit/s são transmitidos com uma taxa de símbolos de 28 Gbaud/s, ocupando assim uma banda de aproximadamente 28 GHz [38]. Na modulação QPSK, uma forma de onda senoidal é variada em fase, mantendo constante a amplitude e a frequência. O termo quadratura indica que existem quatro fases possíveis. A equação da forma de onda QPSK é dada pela expressão geral, tal que [39][40]:

$$s_i(t) = A \cos[\omega_c t + \phi_0 + \phi_i(t)], \quad (2.28)$$

onde $A = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}$, s_i é a forma de onda do sinal PSK para a fase i , t é o tempo, A é a amplitude, ω_c é a frequência portadora em radianos por segundo ($\omega_c = 2\pi f_c$), ϕ_0 é o ângulo de fase de referência, ϕ_i é a fase i e i é a faixa que varia de 1 a 4. A fase instantânea possui valores discretos iguais a $\phi_0 + \frac{2\pi i}{4}$, onde $i = 1, 2, 3$ e 4. A partir de (2.28), temos:

$$s_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi f_c + (i-1) \frac{\pi}{2} \right], \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (2.29)$$

onde E_s é a energia do símbolo e T_s é a duração do símbolo e é igual a duas vezes o período do bit.

Usando identidades trigonométricas, a equação acima pode ser reescrita como:

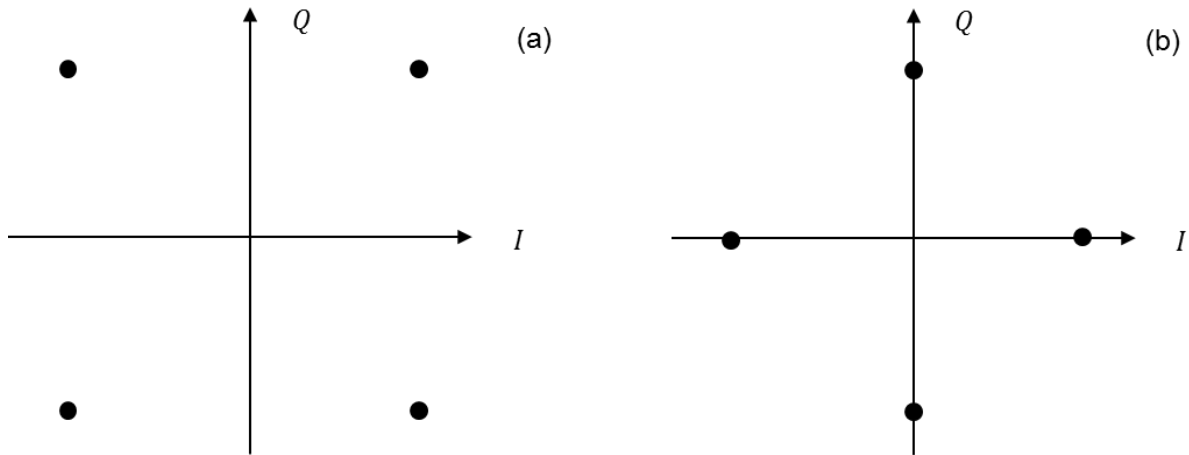
$$s_{QPSK} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \sin(2\pi f_c t). \quad (2.30)$$

Se as funções base $\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t)$ e $\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t)$ são definidas ao longo do intervalo $0 \leq t \leq T$ para o conjunto de sinal QPSK, então os 4 sinais no conjunto podem ser expressos em termos dos sinais de base como

$$s_{QPSK} = \left\{ \sqrt{E_s} \cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \phi_1(t) - \sqrt{E_s} \sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \phi_2(t) \right\}, i = 1, 2, 3 \text{ e } 4. \quad (2.31)$$

A constelação PSK ideal possui M estados de fase equidistantes e amplitude constante, resultando em uma simetria circular. Portanto, uma típica modulação QPSK com $M = 4$, as fases são separadas por 90° , como apresentado na Figura 2.13 [39].

Figura 2.13 – Constelação QPSK: (a) ($\phi = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$); (b) ($\phi = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$).



Fonte: LABVOLT [39].

2.6.2 Modulação PM-16QAM

A combinação de polarização dupla e 16QAM reduz a taxa de símbolos requerida por um fator de oito, melhorando a eficiência espectral dos sistemas ópticos. Por exemplo, 224 Gbit/s são transmitidos com uma taxa de símbolos de 28 Gbaud/s, ocupando assim uma banda de aproximadamente 28 GHz [38].

Na modulação PSK M -ary, a amplitude do sinal transmitido é restringida para permanecer constante, produzindo assim uma constelação circular. Ao permitir que a

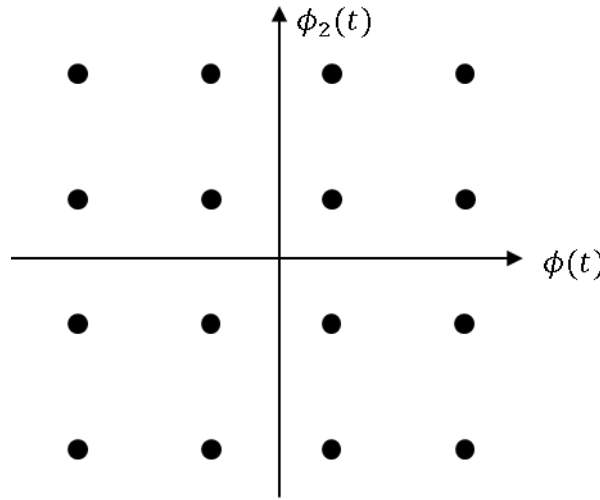
amplitude também varie com a fase, é obtido um novo esquema de modulação chamado QAM. A forma geral de um sinal QAM M-ary pode ser definida como:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t),$$

$$0 \leq t \leq T, i = 1, 2, \dots, M, \quad (2.32)$$

onde E_{min} é a energia do sinal com menor amplitude, e a_1 e b_1 são um par de inteiros independentes escolhidos de acordo com a localização do ponto de sinal particular. Nota-se que QAM M-ary não tem energia constante por símbolo, nem tem distância constante entre possíveis estados de símbolos. Isso justifica que esses valores particulares de $S_i(t)$ serão detectados com maior probabilidade do que outros. A Figura 2.14 mostra o diagrama de constelação do QAM 16-ary. A constelação consiste em uma rede quadrada de pontos de sinal [40].

Figura 2.14 – Diagrama de constelação de um conjunto de sinais de QAM M-ary (M = 16).



Fonte: Rappaport [40].

Se assumirem formas de pulso retangulares, o sinal $S_i(t)$ pode ser expandido em termos de um par de funções de base definidas como:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (2.33)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s. \quad (2.34)$$

As coordenadas do i_{th} ponto de mensagem são $a_i\sqrt{E_{min}}$ e $b_i\sqrt{E_{min}}$, onde (a_i, b_i) é um elemento da matriz L por L dada por $L = \sqrt{16}$ para uma modulação 16QAM com constelação de sinal apresentada na Figura 2.14. A matriz L por L da 16QAM é dada por:

$$\{a_i, b_i\} = \begin{bmatrix} (-3, 3) & (-1, 3) & (1, 3) & (3, 3) \\ (-3, 1) & (-1, 1) & (1, 1) & (3, 1) \\ (-3, -1) & (-1, -1) & (1, -1) & (3, -1) \\ (-3, -3) & (-1, -3) & (1, -3) & (3, -3) \end{bmatrix}, \quad (2.35)$$

3 FIBRAS ÓPTICAS

Neste capítulo, serão apresentados os principais aspectos da dispersão, perdas e efeitos não-lineares relacionados com a propagação do sinal através das fibras ópticas monomodo. Além disso, serão abordadas a equação não-linear de Schroedinger e as soluções numéricas para a NLSE. Em seguida, serão apresentados os principais tipos de fibras disponíveis no mercado.

3.1 Dispersão em fibras ópticas

A dispersão é o fenômeno pelo qual diferentes componentes de um sinal se propagam, no núcleo da fibra, com velocidades diferentes. Na maioria dos casos, a dispersão limita a taxa de dados de um sinal digital espalhando os pulsos do sinal ao longo do tempo [4].

A interpretação física deste fenômeno é que, em um sinal formado por vários pulsos, o alargamento do pulso é ampliado ao ponto de se sobrepor aos pulsos vizinhos, tornando-se eventualmente indistinguível na entrada do receptor. O efeito de sobreposição de pulsos é mais conhecido como interferência intersimbólica (ISI - *Intersymbol Interference*). A ISI provoca uma distorção nominal e ocasiona um aumento na BER.

Existem vários mecanismos que contribuem para o surgimento do fenômeno que produz o alargamento do pulso no núcleo de vários tipos de fibra óptica. Os principais são: dispersão cromática (CD - *Chromatic Dispersion*) e dispersão de modo de polarização (PMD - *Polarization Mode Dispersion*) [1-4][28].

3.1.1 Dispersão cromática

A dispersão cromática, também conhecida na literatura como dispersão de velocidade de grupo (GVD - *Group-Velocity Dispersion*), é a combinação da dispersão do material e da dispersão de guia de onda em fibras monomodo [2][28].

A dispersão do material ocorre devido à variação do índice de refração da fibra em função do comprimento de onda, fazendo com que diferentes comprimentos de onda se desloquem a velocidades diferentes. No entanto, uma porção da luz também se desloca no revestimento da fibra, que tem novamente um índice de refração diferente fazendo com que a velocidade de propagação da luz através do revestimento seja diferente da velocidade da

propagação da luz no núcleo da fibra. Este efeito é conhecido como dispersão de guia de onda [41].

A dispersão cromática é representada matematicamente expandindo a constante de propagação de modo $\beta(\omega)$ em série de Taylor em torno da frequência central ω_0 [41], então:

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots, \quad (3.1)$$

onde

$$\beta_m = \left[\frac{d^m \beta(\omega)}{d\omega^m} \right]_{\omega=\omega_0} \quad (m = 0, 1, 2, \dots), \quad (3.2)$$

$n(\omega)$ é o índice de refração dependente da frequência ω e c é a velocidade da luz no vácuo [41]. Então

$$\beta_1 = \frac{d\beta(\omega)}{d\omega} = \frac{1}{c} \left[n + \frac{\omega dn}{d\omega} \right] = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{v_g}, \quad (3.3)$$

$$\beta_2 = \frac{d^2 \beta(\omega)}{d\omega^2} = \frac{d\beta_1}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left[\frac{1}{v_g} \right] = -\frac{1}{v_g^2} \frac{dv_g}{d\omega}, \quad (3.4)$$

Desta forma, o parâmetro β_1 está relacionado com a velocidade de grupo de um pulso enquanto que β_2 se relaciona com a variação da velocidade de grupo com a frequência. β_2 é comumente chamado de parâmetro de GVD [41]. Outro parâmetro usado para expressar a dispersão de velocidade de grupo em fibras é o parâmetro D parâmetro da dispersão dado por [1][41]:

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2, \quad (3.5)$$

onde v_g é a velocidade de grupo, c é a velocidade da luz no vácuo e β_2 é conhecido como parâmetro da GVD.

Para se ter uma noção mais concreta da consequência da dispersão cromática nos sistemas de comunicações, tem-se a seguinte análise: a dispersão cromática é medida em ps/nm/km, o que significa que, para cada 1 km de fibra percorrida, um pulso com alargamento

espectral de 1 nm se dispersará em 1 ps para uma dispersão de 1 ps/nm/km. Portanto, pode-se observar que um pulso transmitido à taxa de 10 Gbit/s, com uma largura espectral de 0,2 nm e dispersão cromática de 1 ps/nm/km de fibra após 500 km terá um espalhamento por um período de bit inteiro de 100 ps, tornando-o completamente indistinguível para o receptor óptico [42].

3.1.2 Dispersão do modo de polarização (PMD)

Apesar de se chamarem fibras monomodo, elas suportam dois modos ortogonais de propagação distinguidos pelo seu estado de polarização. Em fibras com birrefringência constante (polarização constante), o alargamento dos pulsos podem ser estimados a partir do atraso de tempo, ΔT , entre os dois componentes de polarização durante a propagação do pulso. Para uma fibra de comprimento L , ΔT é dada por [2]:

$$\Delta T = \left| \frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} \right| = L |\beta_{1x} - \beta_{1y}| = L(\Delta\beta_1), \quad (3.6)$$

onde os índices x e y identificam os dois modos ortogonalmente polarizados e $\Delta\beta_1$ está relacionado à diferença de velocidades de grupo ao longo dos dois principais estados de polarização [2]. Devido à birrefringência na fibra, os dois modos viajam com velocidades de grupo diferentes, e a mudança aleatória desta birrefringência ao longo do comprimento da fibra resulta em acoplamento aleatório entre os modos. O efeito prático deste fenômeno é a distorção do pulso transmitido, gerando deficiências no sistema e limitando a capacidade de transmissão [43]. Neste caso, o tratamento analítico da PMD é bastante complexo devido à sua natureza estatística [1]. Os principais estados de polarização fornecem uma base conveniente para calcular os momentos ΔT . O alargamento do pulso induzido pela PMD é caracterizado pelo valor quadrático médio, ΔT , obtido após a média das mudanças da birrefringência aleatória. A variância $\sigma_T^2(z) = \langle (\Delta T)^2 \rangle$ resulta ser a mesma em todos os casos, sendo dada por [2]:

$$\sigma_T^2(z) = 2(\Delta\beta_1)^2 l_c^2 [\exp(-z/l_c) + z/l_c - 1], \quad (3.7)$$

onde l_c é o comprimento de correlação definido como o comprimento sobre o qual dois componentes de polarização permanecem correlacionados. Seu valor pode variar de 1 m a 1 km para diferentes fibras, valores típicos são de aproximadamente 100 m [2].

Existem duas formas de caracterizar o atraso entre os sinais nos diferentes modos: o efeito de primeira ordem e o de segunda ordem da transmissão. O efeito de primeira ordem é caracterizado pela diferença de tempo de propagação dos modos x e y , sendo chamado de atraso diferencial de grupo (DGD - *Differential Group Delay*). O efeito de segunda ordem é idêntico ao efeito da dispersão cromática e pode levar à compressão ou alargamento dos pulsos ópticos. O efeito de segunda ordem é denominado de dispersão diferencial de atraso de grupo (DGDD - *Differential Group Delay Dispersion*) [44].

3.2 Perdas em fibras ópticas

A perda ou atenuação na transmissão através das fibras ópticas é um dos fatores mais importantes nos projetos de um sistema de comunicações ópticas. Durante o processo de propagação do sinal óptico no interior da fibra, a potência do sinal sofre atenuações, dificultando a detecção deste sinal ao atingir o receptor. Como os receptores ópticos necessitam de certa quantidade mínima de energia para recuperar o sinal com precisão, a atenuação se torna um limitador em transmissões de longas distâncias [1-4].

Os principais fenômenos físicos que resultam no processo de atenuação são: absorção da luz do sinal propagado por impurezas adicionadas durante o processo de fabricação (absorção intrínseca e extrínseca) ou por espalhamento Rayleigh [1-4]. A atenuação na fibra é medida em dB/km, conforme [2]

$$\alpha(\text{dB/Km}) = -\frac{10}{z} \log_{10} \left[\frac{P_{out}}{P_{in}} \right] \approx 4,343\alpha \text{ (1/km)}, \quad (3.8)$$

onde z é a distância percorrida pelo sinal propagado na fibra em km, P_{in} a potência de entrada na fibra e P_{out} a potência de saída da fibra.

Fibras comerciais possuem aproximadamente uma atenuação de 0,2 dB/km. Contudo, estudos e pesquisas introduziram melhorias significativas no desempenho das fibras ao longo dos anos, reduzindo a atenuação para valores próximos de 0,15 dB/km no comprimento de onda de 1550 nm [5].

3.3 Efeitos não-lineares

Os principais efeitos não-lineares relacionados com as interações entre as ondas luminosas do sinal propagado e o núcleo da fibra óptica são: espalhamento estimulado Raman, espalhamento de Brillouin, automodulação de fase, modulação de fase cruzada e mistura de quatro ondas [1-4][28][45-47].

Efeitos não-lineares são fenômenos que estão diretamente relacionados com o nível de potência de lançamento do sinal propagado no núcleo da fibra. O entendimento desses efeitos é de substancial importância em sistemas com altas taxas de transmissão e elevada potência. No cenário dos sistemas de comunicações ópticas WDM, os efeitos não-lineares são importantes mesmo com potências reduzidas e velocidade de transmissão com taxas de bits moderadas.

Os efeitos não-lineares têm origem distintas. Os SRS e SBS emergem devido à interação de ondas de luz com as vibrações moleculares e acústicas no meio de sílica. Respectivamente, os SPM, XPM e FWM aparecem devido à dependência do índice de refração com a intensidade do campo elétrico aplicado, que por sua vez é proporcional ao quadrado da amplitude do campo, também referendado na literatura como efeito *Kerr* [4][28].

A interação não-linear tem dependência direta com a distância percorrida pelo sinal transmitido e da área da seção transversal da fibra. Quanto maior o comprimento do *link*, ocorrerá mais interação do sinal com o meio e, como consequência, mais forte será o efeito da não-linearidade. No entanto, à medida que o sinal se propaga ao longo do *link*, sua potência diminui devido à atenuação da fibra. Assim, a maioria dos efeitos não-lineares ocorrem no início da fibra e diminuem à medida que o sinal se propaga [4].

Um modelo simples que pressupõe que a potência do sinal é constante ao longo de um determinado comprimento efetivo, L_e , provou ser bastante eficiente para entender o efeito das não-linearidades. Sendo este modelo

$$L_e = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha}. \quad (3.9)$$

Normalmente, $\alpha = 0,22 \text{ dB.km}^{-1}$ no comprimento de onda de $1,55 \mu\text{m}$ e, para *links* longos, onde $L \gg 1/\alpha$, tem-se $L_e \approx 20 \text{ km}$ [4].

Os efeitos não-lineares também aumentam com a intensidade de potência do sinal na fibra. Para uma determinada potência de entrada, P_{in} , a intensidade é inversamente

proporcional à área do núcleo. Uma vez que a potência do sinal não está uniformemente distribuída no interior da seção transversal da fibra, é conveniente usar uma área de seção transversal efetiva A_{eff} relacionada à área real A e à distribuição transversal do modo fundamental $F(R, \theta)$, conforme

$$A_{eff} = \frac{[\int_r \int_\theta |F(r, \theta)|^2 r dr d\theta]^2}{\int_r \int_\theta |F(r, \theta)|^4 r dr d\theta}. \quad (3.10)$$

onde r e θ denotam as coordenadas polares. Conforme (3.10), é demonstrado que a área efetiva tem uma importância direta em relação à maioria dos efeitos não-lineares, podendo ser expressa em termos do modo fundamental de propagação para o tipo de fibra dada [4].

Um parâmetro importante é o coeficiente não-linear resultante do efeito *Kerr*. Este efeito produz uma modulação de fase no sinal propagado induzida pela portadora (ver Subseção 3.3.3) [1][2].

3.3.1 Espalhamento estimulado Raman (SRS)

O SRS ocorre devido à interação entre a propagação da onda de luz e a vibração das moléculas de sílica da fibra óptica. Do ponto de vista físico, a SRS descreve o processo no qual uma molécula de sílica absorve um fóton na frequência original enquanto emite um fóton na frequência deslocada, e simultaneamente faz uma transição entre os estados vibratórios [45][46].

A interpretação física da SRS é que, quando o fóton perde potência durante a excitação de vibrações na estrutura da sílica, gera novos fótons com potência menor e, como consequência, comprimento de onda maior. Em outras palavras, existe uma transferência de potência entre o fóton do sinal propagado no interior da fibra para os novos fótons gerados, além do deslocamento do comprimento de onda do novo fóton [1][2].

Para entender os efeitos do SRS, será considerado um sistema WDM que tem N canais igualmente espaçados, supondo que a potência transferida P seja a mesma em todos os canais, que o ganho Raman aumente linearmente e que não exista qualquer interação entre os outros canais. Se a fração de potência acoplada, $F_{sai}(j)$, do canal com menor comprimento de onda (canal 0) para o canal com maior comprimento de onda (canal J), então a fração total de potência acoplada para fora do canal 0 em todos os outros canais é [1]:

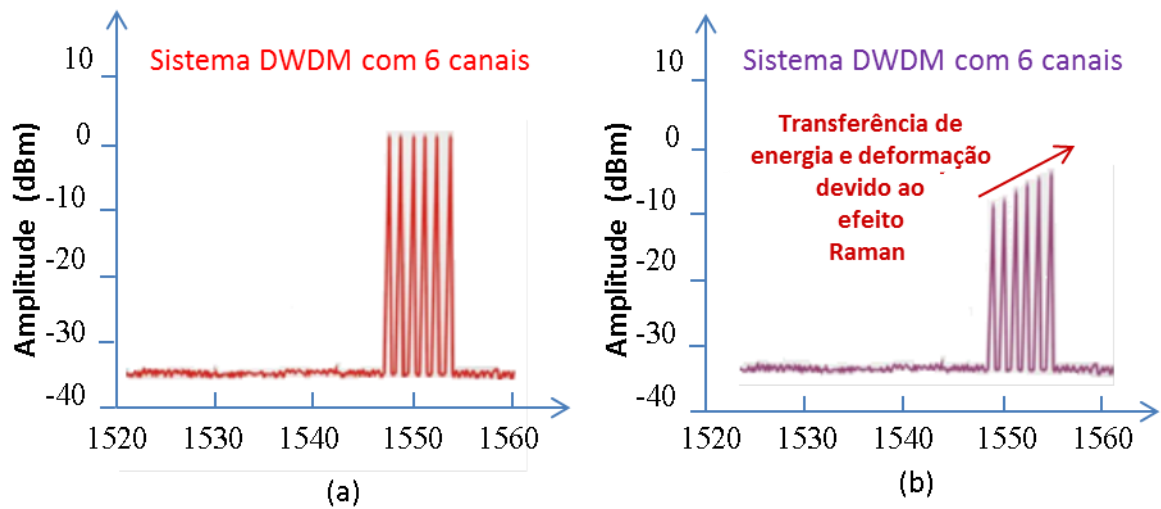
$$F_{sai} = \sum_{j=1}^{N-1} F_{sai}(j) = \sum_{j=1}^{N-1} g_{R,pico} \frac{j\Delta v_s}{\Delta v_c} \frac{PL_{eff}}{2A_{eff}} = \frac{g_{R,pico}\Delta v_s PL_{eff}}{2\Delta v_c A_{eff}} \frac{N(N-1)}{2}, \quad (3.11)$$

onde g_R é o coeficiente de ganho Raman de pico, Δv_s é a separação de canal, Δv_c é o espaçamento onde ocorre a transferência de energia máxima de um canal de comprimento de onda menor para o canal de comprimento de onda maior, L_{eff} é o comprimento efetivo da fibra e A_{eff} é a área efetiva da fibra.

Em sistemas ópticos constituídos por um único canal, a SRS pode ser negligenciada, pois para o estímulo deste fenômeno existe um limiar bastante elevado em termos de potência (próximo de 500 mW) para um fibra padrão e sinais com comprimento de onda próximos a 1550 nm [2].

Quando a análise é realizada para sistemas WDM a situação é bem mais complexa. Nos sistemas WDM, nos quais as fibras atuam como amplificador Raman, a propagação de vários canais pode fazer com que os canais com menor comprimento de onda transfiram energia para os canais com maior comprimento de onda, estimulando a amplificação desses canais [2]. O espectro de ganho Raman de fibras de sílica é tão largo que a amplificação pode ocorrer para canais com espaçamento de 100 nm. A Figura 3.1 apresenta o espectro esquemático para um sistema DWDM que consiste em seis canais com e sem o efeito Raman estimulado [47].

Figura 3.1 – Sistema DWDM com seis canais: (a) sem o efeito Raman estimulado; (b) com efeito Raman estimulado.



Fonte: MITA [47].

Esta transferência de potencia entre canais degrada o desempenho do sistema WDM. Uma solução é realizar um controle da potência ao ponto da SRS ser negligenciada. Contudo, a SRS é usada de forma positiva em amplificadores Raman desde o início da década de 2000 [2][47].

3.3.2 Espalhamento estimulado de Brillouin (SBS)

O SBS é bastante similar ao SRS. O processo físico deste fenômeno ocorre devido à polarização opticamente induzida interagindo com as vibrações acústicas da sílica e não com os fônons. Esta interação, dependendo da geometria e composição da fibra, ocorre sobre uma largura de linha muito estreita que varia de 20 a 100 MHz no comprimento de onda de 1,55μm [4][48].

A interpretação deste fenômeno é que os fótons do sinal são absorvidos pelo material e perdem energia ao excitar a onda acústica na estrutura, gerando fótons com menor energia e maior comprimento de onda. A diferença é que, ao contrário do espalhamento Raman que se propaga em ambas as direções no núcleo da fibra, a dispersão de Brillouin propaga-se apenas na direção inversa nas fibras ópticas monomodo [2][48].

Analisando o SBS em sistemas WDM, o fato da largura de linha ser muito estreita, a transferência de energia é facilmente evitada com uma concepção adequada de sistemas de comunicação multicanal. Isso se deve ao fato de que a transferência de um canal para outro só ocorre quando o espaçamento entre canais é igual ao deslocamento de Brillouin [2].

3.3.3 Automodulação de fase (SPM)

A SPM resulta do fato de que o índice de refração é dependente da intensidade de luz que se propaga no interior da fibra. Este índice de refração não-linear provoca um desvio de fase induzido que é proporcional à intensidade do pulso [1][2][48][49]. O índice de refração, n , de muitos materiais ópticos tem uma fraca dependência em relação à intensidade óptica, I , dada por [1]:

$$n = n_0 + n_2 I = n_0 + n_2 \frac{P}{A_{eff}}, \quad (3.12)$$

Onde n_0 é o índice de refração ordinário do material e n_2 o coeficiente de índice não-linear. O fator n_2 é aproximadamente $2,6 \times 10^{-8} \mu\text{m}^2 \cdot \text{W}^{-1}$ para a sílica [1]. A não-linearidade no índice de refração é conhecida como não-linearidade *Kerr*. Essa não-linearidade produz uma modulação de fase no sinal propagado induzida pela portadora, que é chamada de efeito *Kerr*. A SPM tem origem quando o efeito *Kerr* aparece em *links* com um único comprimento de onda, fazendo com que as flutuações de potência óptica das ondas luminosas sejam convertidas em flutuações de fase na mesma onda [1].

O principal parâmetro, γ , indica a magnitude do efeito não-linear de SPM, sendo dado por:

$$\gamma = \frac{n_2 2\pi}{\lambda A_{eff}}, \quad (3.13)$$

onde γ é o coeficiente não-linear, λ o comprimento de onda e A_{eff} a área efetiva do núcleo da fibra [1]. É verificado que o coeficiente não-linear da fibra é inversamente proporcional a área efetiva, e o seu valor situa-se entre 1 e $5 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ para a sílica, conforme o tipo de fibra e o comprimento de onda. O deslocamento de frequência, $\Delta\phi$, resultante da SPM é dado por:

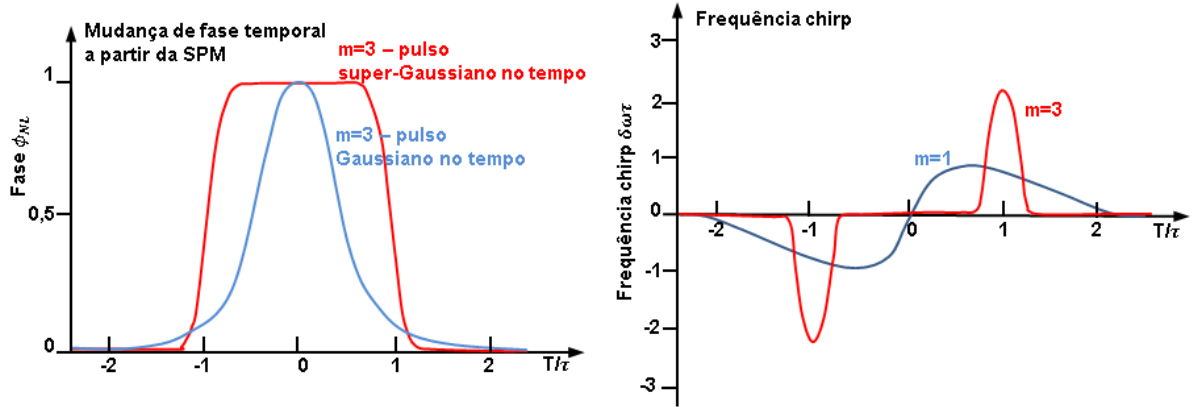
$$\Delta\phi = \frac{d\phi}{dt} = \gamma L_{eff} \frac{dP}{dt}, \quad (3.14)$$

onde $\frac{dP}{dt}$ é a derivada da potência do pulso óptico. Esta derivada mostra que o desvio de frequência ocorre quando a potência do pulso óptico varia com o tempo [1].

A interpretação do fenômeno da SPM é o aumento da largura de banda do sinal, decorrente do alargamento espectral induzido pelo *chirp* de frequência ao longo do pulso, limitando o desempenho do sistema. Em outras palavras, este efeito provoca modificações no espectro do pulso por meio da GVD. Como a frequência instantânea de uma onda é a derivada no tempo de sua fase, então uma fase variando no tempo cria uma frequência também variando no tempo [4][28].

No entanto, o efeito SPM também pode desempenhar um papel positivo, sendo aplicado como forma de comprimir pulsos ultrarrápidos. Duas técnicas gerais são utilizadas para comprimir pulsos ultrarrápidos através da combinação SPM e GVD: o método de *grating-fiber* e o efeito de compressor de *soliton* [47]. A Figura 3.2 demonstra a mudança de fase temporal, originada da SPM, e do *chirp* de frequência para o pulso temporal gaussiano ($m=1$) e super-gaussiano ($m=3$) [47].

Figura 3.2 – Mudança de fase temporal, originada da SPM, e do *chirp* de frequência para o pulso temporal gaussiano ($m=1$) e super-gaussiano ($m=3$).



Fonte: MITA [47].

3.3.4 Modulação de fase cruzada (XPM)

A XPM é um efeito semelhante à SPM, contudo ocorre devido à interação entre os canais ópticos. Na XPM, a modulação de intensidade de um dos canais resulta em uma modulação de fase em outro canal. Como na SPM, a modulação de fase se traduz em uma modulação de frequência que amplia o espectro. No entanto, como o índice de refração observado em um comprimento de onda particular interage tanto com a intensidade óptica da própria onda como pelas flutuações de potência óptica do comprimento de onda dos canais vizinhos, a SPM está sempre presente quando ocorre a XPM. Similarmente à SPM para dois comprimentos interagente, o desvio na frequência $\Delta\phi$ induzido por XPM é dado por [1]:

$$\Delta\phi = \frac{d\phi}{dt} = 2\gamma L_{eff} \frac{dP}{dt}. \quad (3.15)$$

onde os parâmetros são os mesmos da (3.14). Quando múltiplos comprimentos de ondas se propagam em uma fibra, o deslocamento de fase total de um sinal óptico com frequência ω_i é:

$$\Delta\phi_i = \gamma L_{eff} \left[\frac{dP_i}{dt} + 2 \sum_{j \neq i} \frac{dP_j}{dt} \right], \quad (3.16)$$

onde o primeiro termos entre os colchetes representa a contribuição da SPM e o segundo termo surge da XPM [1]. O fator 2 na expressão entre colchetes mostra que o alargamento espectral causado por XPM é duas vezes maior do que em SPM [50].

Embora a potência total da XPM seja o dobro da SPM, seu efeito é enfraquecido, pois os pulsos com comprimentos de onda ou polarizações diferentes geralmente não têm a mesma velocidade do grupo e, portanto, a sobreposição não é mantida [28]. Isto ocorre devido ao fato de a XPM surgir somente quando pulsos se sobrepõem no domínio do tempo, ou seja, quando um pulso ultrapassa o outro [2].

A XPM pode impactar de forma significativa o desempenho das redes de comunicação WDM devido ao *crosstalk* induzido entre canais mais próximos [1]. Uma solução para mitigar esse problema é introduzir uma quantidade limitada de dispersão no sistema [50].

3.3.5 Mistura de quatro ondas (FWM)

A dependência de intensidade do índice de refração não só induz deslocamentos de fase dentro de um canal, mas também dá origem a sinais em novas frequências [4]. FWM é o fenômeno caracterizado pela interação entre dois canais (FWM degenerada) ou três canais (FWM não-degenerada) propagados no núcleo da fibra, gerando *crosstalk* [51].

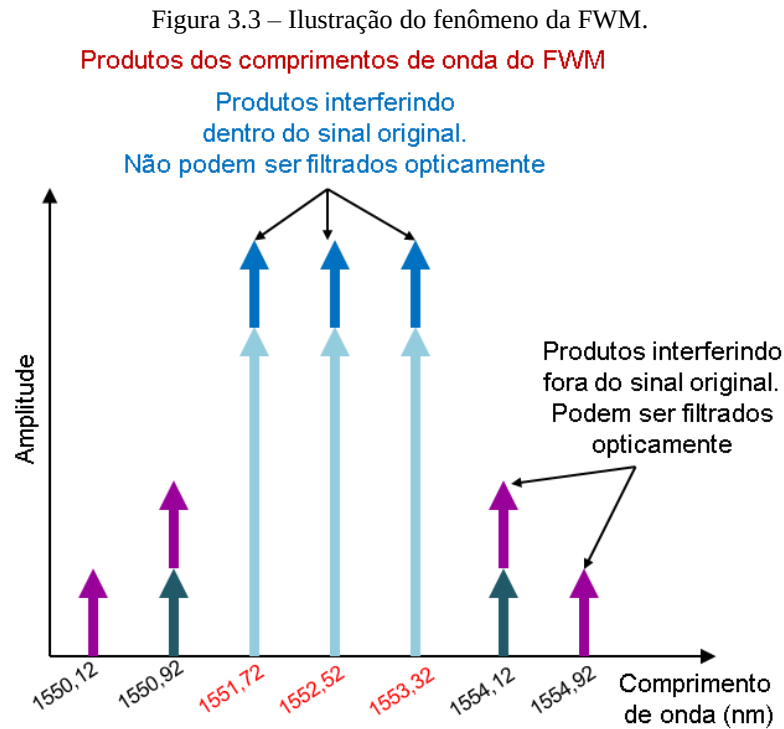
O *crosstalk* gerado pelo efeito FWM incide sobre uma frequência dada por [2]:

$$f_{ijk} = f_i \pm f_j \pm f_k, \quad (3.17)$$

onde f_i, f_j e f_k são as frequências dos sinais propagantes, f_{ijk} a frequência do sinal gerada pela interação dos respectivos f_i, f_j e f_k . Em princípio, várias frequências correspondentes a diferentes combinações de sinais mais e menos são possíveis [2]. Na prática, a maioria dessas combinações não ocorre devido a um requisito de casamento de fase. As combinações de frequências na forma $f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$ (FWM não-degenerada) são mais problemáticas para sistemas de comunicação multicanal, uma vez que podem acorrer a condição de casamento de fase quando os comprimentos de onda do canal estão próximos do comprimento de onda de dispersão zero. Muitas vezes, o processo onde $f_i = f_j$ (FWM degenerado) é o dominante e o que mais afeta o desempenho do sistema óptico. Um *crosstalk* mais intenso acontece quando a nova frequência coincide com a janelada de frequência do sinal transmitido [1].

Diferentemente das SPM e XPM, nos quais seus efeitos são significativos principalmente para sistemas de alta taxa de bits, o efeito de mistura de quatro ondas ocorre independente da taxa de bits. Contudo, é criticamente dependente do espaçamento do canal e da dispersão cromática da fibra [4][47].

Ocorre que, na presença da dispersão cromática, os diferentes sinais viajam com diferentes velocidades de grupo, evitando a sobreposição prolongada dos sinais. Isso reduz a eficiência dos batimentos entre os canais [1]. A FWM é ilustrada na Figura 3.3.



Fonte: MITA [47].

Vários estudos foram realizados com o objetivo de utilizar as propriedades do efeito FWM em sistemas WDM. Uma das vantagens da aplicação do FWM inclui a conversão de múltiplos canais com transparência. Em [51], [52], [53] e [54], são relatados extensos estudos e pesquisas aplicando FWM.

3.4 Equação não-linear de Schroedinger (NLSE)

Como todos os fenômenos eletromagnéticos, a propagação de campos ópticos em fibras é governada pelas equações de Maxwell, que são o ponto de partida à análise da propagação da luz em fibras ópticas [4][24][41].

Estas equações assumem a forma de:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho, \quad (3.18)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (3.19)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad (3.20)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}. \quad (3.21)$$

Onde ρ é a densidade de carga e $\mathbf{J}$ é a densidade de corrente. Assumindo que não existem cargas livres no meio de modo que $\rho = 0$. Para tal meio, $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$, onde σ é a condutividade do meio. Como a condutividade da sílica é extremamente baixa ($\sigma \approx 0$), será assumido que $\mathbf{J} = 0$. Isso equivale a assumir um meio sem perdas.

Os vetores de campo elétrico e magnético, $\mathbf{E}$ e $\mathbf{H}$, estão relacionados às suas correspondentes densidades de fluxo, $\mathbf{D}$ e $\mathbf{B}$, pelas relações constitutivas:

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}, \quad (3.22)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M}, \quad (3.23)$$

onde $\mathbf{P}$ é a polarização elétrica do meio, $\mathbf{M}$ é a polarização magnética do meio, ϵ_0 é a permissividade de vácuo e μ_0 é a permeabilidade no vácuo. Uma vez que a sílica é um material não magnético, será estabelecido que $\mathbf{M} = 0$.

Ao se usar estas relações, podem-se eliminar as densidades de fluxo das equações de Maxwell (3.20) e (3.21). Escrivê-las apenas em termos dos vetores de campo $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ e da polarização elétrica $\mathbf{P}$. Conforme [24]:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = -\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2}. \quad (3.24)$$

Por meio da identidade $\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E}$, a (3.24) pode ser escrita como:

$$\nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2}, \quad (3.25)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) - \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{c^2 \partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2}, \quad (3.26)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, levando em conta que $c = (\mu_0 \epsilon_0)^{-1/2}$. A fibra óptica é também um meio não-linear e é caracterizada por uma relação não-linear entre $\mathbf{P}$ e $\mathbf{E}$.

Portanto, é conveniente separar $\mathbf{P}$ em suas partes $\mathbf{P}_L$ lineares e $\mathbf{P}_{NL}$ não-lineares. Usando (3.18) e assumindo que a resposta não-linear da fibra óptica é pequena, a polarização elétrica induzida pode ser escrita como $\mathbf{P} = \epsilon \mathbf{E}$, que resulta em $\nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) \approx 0$, sendo (equação da onda) [24][41]:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{c^2 \partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}_L}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}_{NL}}{\partial t^2}. \quad (3.27)$$

A função que relaciona $\mathbf{P}(\mathbf{r}, t)$ e $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ também pode ser expandida em uma série de potência, assim [24]:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(\mathbf{r}, t) &= \mathbf{P}_L^{(1)}(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}_{NL}^{(2)}(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}_{NL}^{(3)}(\mathbf{r}, t) + \dots \\ &= \epsilon_0 \int_{-\infty}^t \chi^{(1)}(t - t') \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t') dt' \\ &+ \epsilon_0 \iint_{-\infty}^t \chi^{(2)}(t - t_1, t - t_2) : \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_2) dt_1 dt_2 \\ &+ \epsilon_0 \iiint_{-\infty}^t \chi^{(3)}(t - t_1, t - t_2, t - t_3) : \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_2) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_3) dt_1 dt_2 dt_3 + \dots \end{aligned} \quad (3.28)$$

As polarizações se relacionam com o campo elétrico através das susceptibilidades [41]:

$$\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^t \chi^{(1)}(t - t') \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t') dt', \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) &= \iiint_{-\infty}^t dt_1 dt_2 dt_3 \\ &\times \chi^{(3)}(t - t_1, t - t_2, t - t_3) : \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_2) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_3), \end{aligned} \quad (3.30)$$

As equações (3.28), (3.29) e (3.30) fornecem um formalismo geral no estudo dos efeitos não-lineares de terceira ordem em fibras ópticas. Devido à sua complexidade, é necessário fazer várias aproximações simplificadoras, sendo $\chi^{(1)}$ a susceptibilidade óptica linear e $\chi^{(3)}$ a susceptibilidade óptica não-linear de terceira ordem. Como a fibra óptica é um

meio com simetria de inversão, os termos não-lineares $\chi^{(n)}$ com n par são nulos e portanto o termo não-linear mais importante é o $\chi^{(3)}$ [41].

Sendo a susceptibilidade não-linear de terceira ordem $\chi^{(3)}$ a contribuição não-linear dominante para $\mathbf{P}(r, t)$, os termos de ordem superior a três serão negligenciados.

Portanto, $\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t)$ é dada pelas seguintes equações:

$$P_{NL}^{(x)}(r, t) = \frac{3\epsilon_0}{4} \chi_{xxxx}^{(3)} \left(\frac{1}{2} \left[\left(|E_x|^2 + \frac{2}{3} |E_y|^2 \right) E_x + \frac{1}{3} (E_x^* E_y) E_y \right] + c. c. \right), \quad (3.31)$$

$$P_{NL}^{(y)}(r, t) = \frac{3\epsilon_0}{4} \chi_{xxxx}^{(3)} \left(\frac{1}{2} \left[\left(|E_y|^2 + \frac{2}{3} |E_x|^2 \right) E_y + \frac{1}{3} (E_y^* E_x) E_x \right] + c. c. \right). \quad (3.32)$$

O campo elétrico normalizado, em unidades de $\sqrt{W}$, é definido como: $E(t) = B(t) \cdot \sqrt{\frac{A_{eff}}{2Z_f}}$, onde Z_f é a impedância de guia de onda em Ω , $B(z, t)$ é a amplitude do campo elétrico em V/m e A_{eff} é a área efetiva.

3.4.1 Não-linearidades na birrefringência da fibra

As não-linearidades provenientes da susceptibilidade de terceira ordem, $\chi^{(3)}$, podem ser incluídas na equação (3.27), com $P_{NL} \neq 0$. A parte dominante da polarização elétrica induzida é P_L , o que significa que a P_{NL} pode ser tratado como perturbação de primeira ordem para P_L . Se a componente longitudinal do campo elétrico $E_z(z, t)$ é negligenciada, então $E(r, t)$ pode ser escrito como [24]:

$$E(z, t) = \Re\{[\hat{x}E_x(z, t) + \hat{y}E_y(z, t)]\}, \quad (3.33)$$

onde,

$$E_x(z, t) = A_x(z, t) \cdot \exp[j(\omega_0 t + \beta_0^x z)], \quad (3.34)$$

$$E_y(z, t) = A_y(z, t) \cdot \exp[j(\omega_0 t + \beta_0^y z)]. \quad (3.35)$$

O último termo em (3.31) e (3.32) é devido ao acoplamento coerente entre as duas polarizações e leva à FWM degenerada. Para fibras longas ($L \gg L_c$), este termo pode ser

negligenciado devido à mudança frequente do sinal e sua contribuição é a média. Neste caso, $P_{NL}(z, t)$ pode ser escrito como [24]:

$$\mathbf{P}_{NL}(z, t) = \epsilon_0 \epsilon_{NL} \mathbf{E}(z, t) = \epsilon_0 \begin{bmatrix} \epsilon_{NL}^x & 0 \\ 0 & \epsilon_{NL}^y \end{bmatrix} \mathbf{E}(z, t), \quad (3.36)$$

onde:

$$\epsilon_{NL}^x = \frac{3}{4} \chi_{xxxx}^{(3)} \left(|E_x(z, t)|^2 + \frac{2}{3} |E_y(z, t)|^2 \right), \quad (3.37)$$

$$\epsilon_{NL}^y = \frac{3}{4} \chi_{xxxx}^{(3)} \left(|E_y(z, t)|^2 + \frac{2}{3} |E_x(z, t)|^2 \right). \quad (3.38)$$

A solução da equação de onda (3.27) usando (3.36) geralmente não é possível. O motivo é que a ϵ_{NL} é uma função não-linear dos campos elétricos. No entanto, assumindo que ϵ_{NL} permanece constante, uma abordagem de perturbação de primeira ordem para $\mathbf{P}_{NL}(z, t)$ pode ser usada em (3.27).

Finalmente, a equação de propagação que descreve a evolução das duas componentes de polarização na fibra pode ser derivada da mesma maneira que (3.45) e (3.46). Esta equação é conhecida como equação não-linear de *Schroedinger* (NLSE - *Scalar Nonlinear Schrödinger Equation*) acoplada e é dada por [24]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_x(z, t)}{\partial z} + \beta_1^x \frac{\partial A_x(z, t)}{\partial z} - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_x(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A_x(z, t)}{\partial t^3} &= -\frac{\alpha}{2} A_x(z, t) \\ &\quad - j\gamma \left(|A_x(z, t)|^2 + \frac{2}{3} |A_y(z, t)|^2 A_x(z, t) \right), \\ \frac{\partial A_y(z, t)}{\partial z} + \beta_1^y \frac{\partial A_y(z, t)}{\partial z} - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_y(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A_y(z, t)}{\partial t^3} &= -\frac{\alpha}{2} A_y(z, t) \\ &\quad - j\gamma \left(|A_y(z, t)|^2 + \frac{2}{3} |A_x(z, t)|^2 A_y(z, t) \right), \end{aligned} \quad (3.39)$$

onde γ é o parâmetro não-linear em $(W \cdot m)^{-1}$ (ver Subseção 3.3.3). Se o alargamento do pulso devido à DGD é desprezível e o sinal é inicializado em um único estado de polarização, então (3.39) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \frac{\partial A(z, t)}{\partial z} - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A(z, t)}{\partial t^3} \\ = -\frac{\alpha}{2} A(z, t) - j \gamma_{avg} |A(z, t)|^2 A(z, t), \end{aligned} \quad (3.40)$$

onde γ_{avg} é um valor médio de γ obtido pela média dos efeitos não-lineares sobre todos os estados possíveis de polarização. Na ausência de birrefringência, $\gamma_{avg} = \gamma$, enquanto $\gamma_{avg} = \frac{8}{9} \gamma$ para uma fibra birrefringente. A (3.40) é conhecida como equação não-linear de *Schroedinger* escalar.

3.4.2 Linearidades na birrefringência da fibra

A fibra monomodo suporta dois modos ortogonalmente polarizados com a mesma distribuição espacial, que são representados pelos vetores $\hat{x}$ e $\hat{y}$. Na ausência de birrefringência, os índices de refração dos modos x e y são iguais, $n_x(\omega) = n_y(\omega)$. Se a fibra é birrefringente, então a constante de propagação, $\beta(\omega)$, assume valores diferentes para os modos x e y . Na ausência dos efeitos não-lineares, a equação (3.39) pode ser utilizada para incluir a birrefringência da seguinte maneira [24]:

$$E(z, t) = \Re\{[\hat{x}E_x(z, t) + \hat{y}E_y(z, t)]\}, \quad (3.41)$$

onde $\gamma = 0$ e $E_x(z, t)$ e $E_y(z, t)$ são dados como:

$$E_x(z, t) = A_x(z, t) \cdot \exp[j(\omega_0 t + \beta_0^x z)], \quad (3.42)$$

$$E_y(z, t) = A_y(z, t) \cdot \exp[j(\omega_0 t + \beta_0^y z)], \quad (3.43)$$

têm-se:

$$\frac{\partial A_x(z, t)}{\partial z} + \beta_1^x \frac{\partial A_x(z, t)}{\partial z} - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_x(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A_x(z, t)}{\partial t^3} = -\frac{\alpha}{2} A_x(z, t), \quad (3.44)$$

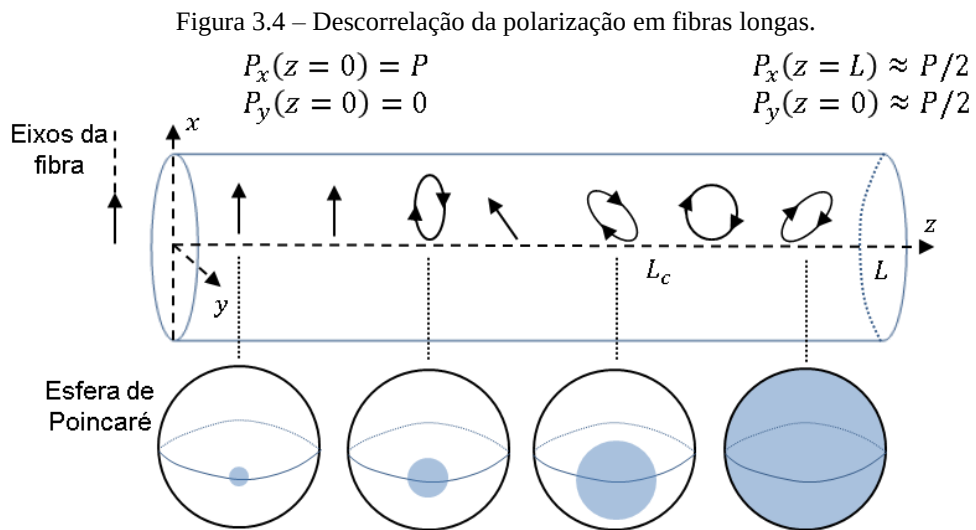
$$\frac{\partial A_y(z, t)}{\partial z} + \beta_1^y \frac{\partial A_y(z, t)}{\partial z} - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_y(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A_y(z, t)}{\partial t^3} = -\frac{\alpha}{2} A_y(z, t). \quad (3.45)$$

A birrefringência da fibra induz o alargamento do pulso, fenômeno conhecido como PMD (ver Seção 3.1), e pode limitar o desempenho de sistemas que operam a altas taxas de dados. Na prática, as fibras alteram aleatoriamente a sua birrefringência a uma medida de comprimento conhecida como comprimento de correlação L_c [24].

A Figura 3.4 apresenta uma onda de luz x -polarizada com uma potência média, $P_x(z = 0) = P$, propagando-se em uma fibra ao longo do comprimento L . Um grande número de amostras da fibra é investigado e avaliado estatisticamente. No início, a luz permanece x -polarizada, mas à medida que se propaga, o estado de polarização pode evoluir para longe de seu estado inicial como resultado da transferência de potência de x para o modo de polarização y [24].

Esta mudança de potência em cada modo ocorre devido às variações na birrefringência ao longo da fibra causada por perturbações aleatórias. O estado de polarização em algum ponto z depende da natureza dessas perturbações. A perda de correlação entre os estados de polarização de entrada e saída pode ser representada graficamente por apresentar os estados de polarização na superfície da esfera de *Poincaré*, como mostrado na parte inferior da Figura 3.4 [24].

À medida que a onda se propaga, os estados de polarização se espalham sobre a superfície da esfera em relação ao comprimento. Ao atingir longas distâncias, a superfície da esfera é uniformemente coberta. Neste contexto, o comprimento de correlação L_c é definido como a distância sobre a qual a potência média no modo da polarização y está dentro de e^{-2} da potência no modo de polarização x inicial [24].



Fonte: Coelho [24].

Após percorrer longas distâncias, todos os prováveis estados de polarização são observados, como mostrado na Figura 3.4. Os valores típicos de L_c estão na gama de 10 a 100 m. Para fibras com comprimentos no qual ($L < L_c$), as perturbações que geram a birrefringência podem ser consideradas constantes e as propriedades de transmissão da fibra são livres de variação estatística [24].

O atraso diferencial de grupo entre os dois modos de polarização é dado por $DGD = L|\beta_1^x - \beta_1^y|$. As fibras longas ($L > L_c$) mostram variações estatísticas nas suas propriedades de transmissão, mas ainda podem ser modeladas como uma concatenação de segmentos de fibras curtas, onde a birrefringência é constante dentro de cada segmento [24].

Neste caso, o DGD no final da fibra é uma variável aleatória que segue uma distribuição Maxwelliana com uma média DGD dada por [24]:

$$\overline{DGD} = \sqrt{\frac{8}{3\pi}} \sqrt{L \cdot (D_{PMD})^2}, \quad (3.46)$$

onde D_{PMD} é o parâmetro PMD da fibra. Note que, para fibras curtas, o $\overline{DGD}$ aumenta linearmente com a distância, enquanto que em fibras longas o $\overline{DGD}$ aumenta com a raiz quadrada da distância. Devido à sua natureza aleatória, altos valores de $\overline{DGD}$ ocorrem em um curto período de tempo, mas muitas vezes levam à falha completa do sistema. Portanto, os sistemas de comunicação por fibra óptica são normalmente projetados para operar entre valores de $\overline{DGD}$ moderados a altos para satisfazer os requisitos de margem [24].

3.4.3 Soluções numéricas para a equação de propagação

A propagação da luz em fibras ópticas está sujeita a vários efeitos lineares e não-lineares. Existe uma equação de propagação correspondente que modela a transmissão do sinal com suficiente precisão dependendo dos parâmetros do sinal transmitido, por exemplo: potência e largura de banda. Basicamente três efeitos determinam qual equação de propagação deve ser usada para combinar o equilíbrio entre simplicidade e precisão, são eles: a birrefringência ($\beta_0^x \neq \beta_0^y$ e $\beta_1^x \neq \beta_1^y$), a dispersão cromática ($\beta_2 \neq 0$ e $\beta_3 \neq 0$) e a não-linearidade da fibra ($\gamma \neq 0$) [24].

A NLSE não possui solução analítica, a não ser para alguns casos particulares. Uma abordagem numérica é, portanto, muitas vezes necessária para a compreensão dos efeitos não-lineares em fibras ópticas [51].

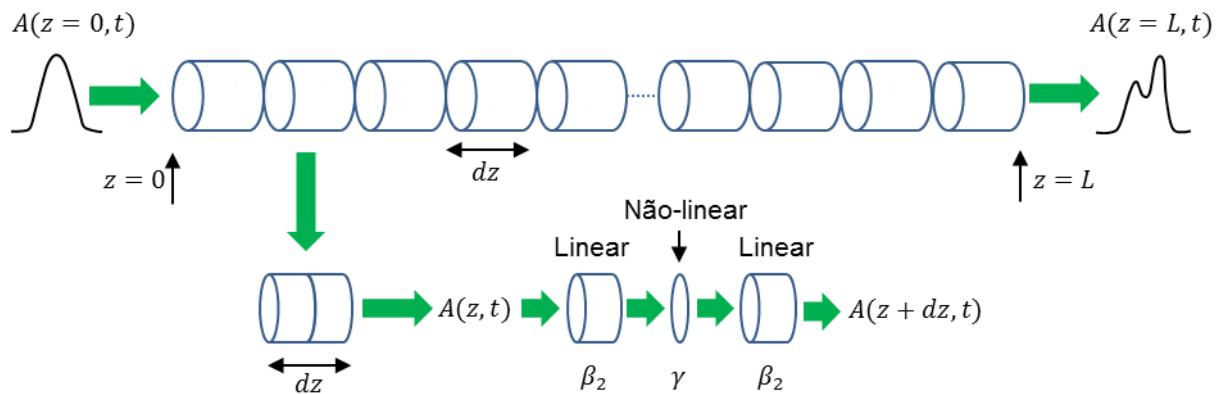
Um grande número de métodos numéricos foi desenvolvido para este fim, a maioria deles pode ser classificada em duas categorias conhecidas como o método da diferença finita e métodos pseudospectral. De um modo geral, os métodos pseudoespectrais são mais rápidos [51].

O método que tem sido utilizado extensivamente para resolver o problema de propagação de impulsos em meios dispersivos não-lineares é o método pseudospectral *Split-Step Fourier*. A velocidade relativa deste método em comparação com a maioria dos esquemas de diferenças finitas pode ser atribuída, em parte, ao uso do algoritmo de transformada de Fourier finita (FFT - *Finite-Fourier-Transform*) [51].

Neste trabalho, será dada ênfase ao método *Split-Step Fourier*, descrevendo a técnica numérica utilizada para estudar o problema de propagação de impulsos em fibras ópticas. Na ausência de DGD, a (3.40) pode modelar com precisão a dispersão cromática e efeitos não-lineares. Esta equação é geralmente difícil de resolver analiticamente, mas a solução numérica pode ser muito eficiente. O método de Fourier escalonado é um método pseudo-espectral que tem sido amplamente utilizado para resolver a propagação de impulsos em fibras ópticas. A Figura 3.5 apresenta, esquematicamente, a implementação do algoritmo *Split-Step Fourier* [24].

Considerando uma fibra de comprimento L , o envelope de saída $A(z = L, t)$ pode ser calculado dividindo a fibra em pequenos segmentos de comprimento dz e aplicando o algoritmo *Split-Step Fourier* a cada um.

Figura 3.5 – Algoritmo *Split-Step Fourier*.



Fonte: Coelho [24].

Portanto, a (3.33) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial A(z,t)}{\partial z} &= \underbrace{-\frac{\alpha}{2}A(z,t) + \frac{j}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A(z,t)}{\partial t^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A(z,t)}{\partial t^3}}_{\text{Contribuições lineares}} \\
 &+ \underbrace{-j\gamma_{avg}|A(z,t)|^2 A(z,t)}_{\text{Contribuições não-lineares}} \\
 &= (\hat{D}(t) + \hat{N}(z,t))A(z,t),
 \end{aligned} \tag{3.47}$$

onde o primeiro termo da equação (3.47) representa a parte linear e o segundo termo a parte não-linear.

O $\hat{D}(t)$ é um operador diferencial, normalmente empregado no domínio da frequência, que explica a atenuação e a dispersão cromática. $\hat{N}(z,t)$ é um operador não-linear que explica as não-linearidades na fibra, sendo:

$$\hat{D}(t) = -\frac{\alpha}{2} + \frac{j}{2}\beta_2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3}{\partial t^3}, \tag{3.48}$$

$$\hat{D}(\omega) = -\frac{\alpha}{2} - \frac{j}{2}\beta_2 \omega^2 + \frac{j}{6}\beta_3 \omega^3, \tag{3.49}$$

$$\hat{N}(z,t) = -j\gamma_{avg}|A(z,t)|^2. \tag{3.50}$$

Em cada segmento d_z , pode-se supor que os termos linear e não-linear atuam independentemente:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial A}{\partial z} &= \hat{D}A + \hat{N}A \\
 \frac{\partial A}{A} &= (\hat{D} + \hat{N})\partial z \\
 \int \frac{\partial A}{A} &= \int (\hat{D} + \hat{N})\partial z \\
 \ln A &= \int \left(\frac{1}{2}\hat{D} + \hat{N} + \frac{1}{2}\hat{D} \right) \partial z A
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A(z + dz, t) \approx \mathfrak{F}^{-1} & \left\{ \exp \left(\left(\frac{dz}{2} \right) \widehat{D}(\omega) \right) \right. \\
& \cdot \mathfrak{F} \left\{ \exp \left(\int_z^{z+dz} \widehat{N}(z', t) dz \right) \right. \\
& \left. \left. \cdot \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \exp \left(\left(\frac{dz}{2} \right) \widehat{D}(\omega) \right) \cdot \mathfrak{F}\{A(z, t)\} \right\} \right\} \right\}, \quad (3.51)
\end{aligned}$$

onde $\mathfrak{F}\{\cdot\}$ e $\mathfrak{F}^{-1}\{\cdot\}$ são os operadores de transformada de Fourier direta e inversa, respectivamente. A integral na equação anterior pode ser avaliada usando a fórmula trapezoidal como:

$$\int_z^{z+dz} \widehat{N}(z', t) dz' = \frac{dz}{2} \left(\widehat{N}(z + dz, t) + \widehat{N}(z, t) \right). \quad (3.52)$$

Como $\widehat{N}(z + dz, t)$ depende de $A(z + dz, t)$, a solução correta deve ser obtida usando um procedimento iterativo para determinar $A(z + dz, t)$ a partir de $A(z, t)$. O tamanho do passo dz desempenha um papel importante na precisão da solução numérica. Encontrar uma distribuição, otimizada, do tamanho do passo depende dos parâmetros do sinal e da fibra. Existem vários critérios para escolher o tamanho de passo dz no método *Split-Step* Fourier [24]. O método de rotação de fase não-linear é um método de tamanho de passo variável e pode dar resultados precisos quando as não-linearidades são consideradas.

Portanto, para um passo de tamanho dz , o efeito do operador não-linear $\widehat{N}(z, t)$ é incrementar a fase de $A(z, t)$ em uma quantidade $d\phi_{NL} = dz\gamma_{avg}|A(z, t)|^2$, onde $|A(z, t)|^2$ é a potência instantânea do sinal. Um limite superior no tamanho do passo pode ser obtido limitando o incremento de fase não-linear a um valor máximo ϕ_{NL}^{max} . Além disso, um limite máximo para o tamanho de passo dz^{max} também é definido. Assim, dz deve ser escolhido de modo que:

$$dz \leq \frac{\phi_{NL}^{max}}{\gamma \cdot \max_t [|A(z, t)|^2]}, \quad dz \leq dz^{max}. \quad (3.53)$$

3.5 Principais tipos de fibras comerciais

Extensas pesquisas foram realizadas desde a descoberta, por Charles Kao e George Hockham em 1966, da sílica como o material de escolha para fibras ópticas. A atenuação das primeiras fibras, próximas de 20 dB/km em 1970, foi reduzida para menos de 0,2 dB/km na atualidade. Em [5], é apresentada uma breve visão histórica e últimos desafios às fibras ópticas para redes ópticas da próxima geração.

Os principais tipos de fibras aplicadas em sistemas de comunicações ópticas são: fibra de núcleo de sílica puro (PSCF - *Pure-Silica-Core Fiber*), fibra de área efetiva larga (LEAF - *Large Effective Area Fiber*), fibra de dispersão deslocada não-nula (NZDSF - *Nonzero Dispersion Shifted Fiber*), fibra monomodo padrão (SSMF - *Standard Single Mode Fiber*), fibra de múltiplos núcleos (MCF - *Multicore Fiber*) e fibras com poucos modos (FMFs - *Few-Mode Fibers*).

A União Internacional das Telecomunicações (ITU.T - *International Telecommunication Union*) descreve os atributos geométricos, mecânicos e de transmissão de uma fibra óptica e cabo óptico de modo único. A fibra PSCF está em conformidade com a recomendação ITU-G.654 que tem o comprimento de onda de dispersão zero em torno do comprimento de onda de 1300 nm, com perdas minimizadas no comprimento de onda de corte deslocado em torno da região de 1550 nm.

A fibra LEAF é uma segunda geração da NZDSF. LEAF e NZDSF estão em conformidade com a recomendação ITU-G.655. Esta fibra tem o valor absoluto do coeficiente de dispersão cromática não-nulo em toda a faixa de comprimento de onda de 1530 a 1565 nm.

As SSMF estão em conformidade com a recomendação ITU-G.652. Esta fibra tem um comprimento de onda de dispersão nula em torno de 1310 nm e são fibras originalmente otimizadas para utilização na região de comprimento de onda de 1310 nm, contudo há a possibilidade do seu uso na região de 1550 nm.

Estudos recentes, em novas tecnologias em fibras e cabos ópticos, estão levando ao surgimento das MCF e FMF. As MCF têm a característica de incorporar vários núcleos na secção transversal de uma única fibra de vidro. O principal desafio, neste caso, é aumentar o número de núcleos na seção transversal da fibra. Em [55] e [56], são apresentadas as primeiras experiências com este tipo de fibra. As FMF têm a propriedade de estabelecer distintos canais de informação dentro de um único núcleo multimodo que suporte um número adequadamente restrito de modos. Em [57], é mostrada a aplicação de transmissão óptica utilizando esta tecnologia.

A Tabela 3.1 apresenta os valores dos principais parâmetros dos tipos de fibras utilizados neste trabalho [2][13].

Tabela 3.1 – Parâmetros dos tipos de fibras.

Fibra	α [dB/Km]	D [ps/nm/km]	γ [1/W/km]	n_2 [$\mu\text{m}^2/\text{W}$]	A_{eff} [μm^2]
SSMF	0,2	16,7	1,3	$2,6 \times 10^{-8}$	80
NZDSF	0,22	3,8	1,5	$2,6 \times 10^{-8}$	72

4 RUÍDO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA

Neste capítulo, serão abordados os principais fenômenos responsáveis pela perturbação do sinal propagado no interior da fibra óptica: o ruído da emissão espontânea amplificada (ASE - *Amplified Spontaneous Emission*) e o ruído de interferência não-linear (NLIN - *Nonlinear Interference Noise*). Pode-se ainda citar o ruído gerado nos fotodetectores (ver Seção 2.2). Em seguida, serão apresentados os resultados recentes dos modelos de ruído Gaussiano aplicados para modelar a propagação não-linear em sistemas de comunicações ópticas e o seu impacto na relação sinal-ruído óptica (OSNR - *Optical Signal-to-Noise Ratio*).

4.1 Ruído da emissão espontânea amplificada (ASE)

O ruído da emissão espontânea amplificada é o ruído dominante gerado em amplificadores ópticos. O ruído ASE tem como fonte a recombinação espontânea de elétrons e buracos internamente no amplificador [1].

O ruído ASE pode ser modelado como um fluxo de pulsos aleatórios infinitamente distribuídos ao longo de todo o meio de amplificação. Esse processo aleatório é caracterizado por um espectro de potência de ruído que é plano com a frequência. A densidade espectral de potência (PSD - *Power Spectral Density*) do ruído ASE, G_{ASE} , é dada por [1-4][28]:

$$G_{ASE} = h\nu n_{esp} [G(f) - 1] = \frac{P_{ASE}}{B_0}, \quad (4.1)$$

onde P_{ASE} é a potência do ruído ASE em um estado de polarização em uma largura de banda óptica B_0 , $G(f)$ (ver Seção 2.4) é o ganho do amplificador em função da frequência do sinal, h é a constante de *Plank*, ν a frequência do sinal óptico e n_{esp} é o fator de emissão espontânea ou de inversão de população definido como [1]:

$$n_{esp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1}, \quad (4.2)$$

sendo N_1 e N_2 as densidades fracionais ou populações de elétrons em um estado inferior 1 e em um estado superior 2. O fator n_{esp} denota quão completo é a inversão de população entre dois níveis de energia [1].

A P_{ASE} em (4.1) está relacionada à propagação de um modo espacial individual e um único estado de polarização. No caso de fibras monomodo com transmissão DP, o termo central da equação citada tem que ser multiplicada por um fator de 2 para a obtenção da P_{ASE} total [1]. Em sistemas de comunicações ópticas de longo alcance, no qual os amplificadores estão situados em cascata, o ruído ASE acumulado é a principal fonte de ruído e pode limitar a distância da transmissão [58].

4.2 Ruído de interferência não-linear

Ruído de interferência não-linear (NLI - *Non-Linear Interference*) são modelos de perturbação com origem nos efeitos não-lineares e afetam os sistemas de comunicações ópticas. Diversas fórmulas aproximadas foram propostas para sistemas com dispersão compensada (DM - *Dispersion-Managed*), onde os efeitos não-lineares SPM, XPM e FWM são considerados no cálculo do desempenho [13].

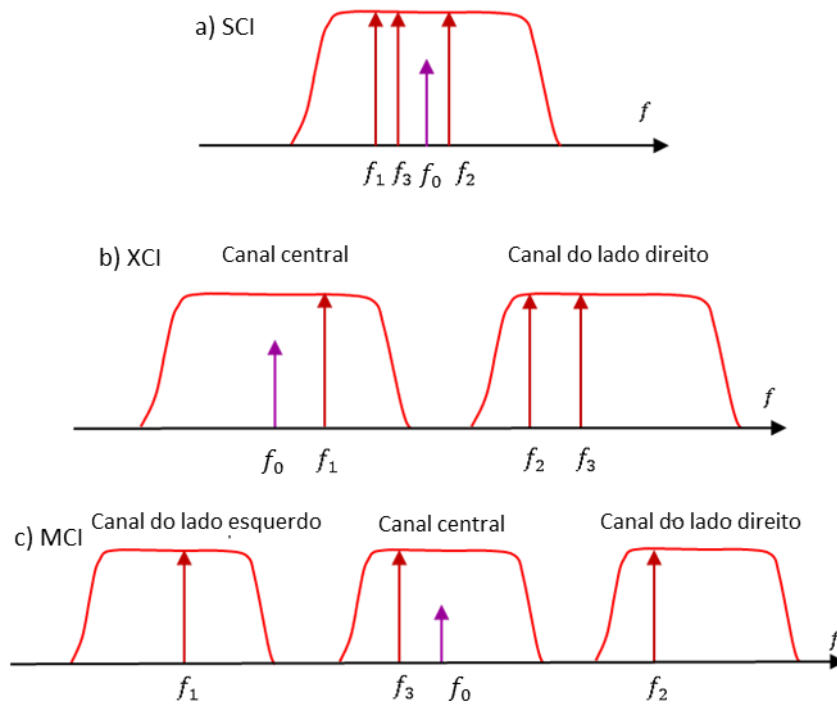
Com a detecção coerente e o processamento digital de sinais, a dispersão pode ser compensada no receptor, permitindo assim a exploração dos sistemas sem compensação da dispersão. Em sistemas UT, as fórmulas aproximadas antes utilizadas para sistemas DM funcionam bem [13]. Nesses sistemas UT, pode-se aproximar os efeitos não-lineares como um ruído Gaussiano, o que dá origem ao NLIN. A NLIN tem características bastante diferentes daquelas implicadas pelos efeitos SPM, XPM e FWM [13].

Em [59], foi proposta uma possível alternativa de nomenclatura aos efeitos SPM, XPM e FWM. Tais nomenclaturas são: interferência de autocanal (SCI - *Self-Channel Interference*), interferência entre canais (XCI - *Cross-Channel Interference*) e interferência multicanal (MCI - *Multi-Channel Interference*).

A SCI é o ruído NLI da interferência das frequências de um dado canal, produzido por esse canal em si mesmo. XCI é o ruído NLI que perturba um dado canal, produzido pela interação não-linear das frequências desse canal com um outro canal e a MCI é o ruído NLI que perturba um dado canal produzido pela interação não-linear das frequência desse canal com dois ou três outros canais diferentes.

Na Figura 4.1, é apresentada uma ilustração com exemplos de contribuições do ruído NLI de acordo com a classificação das respectivas contribuições SCI, XCI e MCI. Na Figura 4.1, É assumido que o canal analisado está configurado na frequência central em f_0 e as frequências f_1 , f_2 e f_3 são frequências dos canais vizinhos interagindo com a frequência do canal central [13].

Figura 4.1 – Contribuições das frequências gerando o ruído NLI: (a) SCI; (b) XCI; (c) MCI.



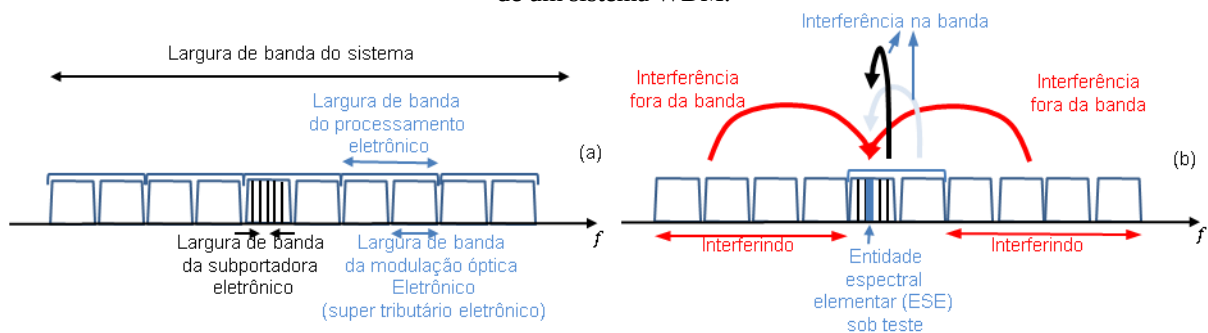
Fonte: Poggiolini, *et al* [13].

Em [17], uma abordagem da interferência não-linear induzida pelo efeito *Kerr* em fibras ópticas classifica o NLIN em três tipos: interferência de sinal-sinal resultante de interações não-lineares que envolvem um ou mais sinais ópticos, interferência de sinal-ruído resultante de interações não-lineares entre sinais e ruído do amplificador óptico de copropagação e contribuições de ruído-ruído resultantes de interações não-lineares do ruído do amplificador com ela mesma. Em sistemas WDM, é verificado que os sinais transmitidos são significativamente mais fortes do que o ruído de copropagação e, portanto, as contribuições de sinal-sinal (inter-canal) constituem o efeito não-linear predominante. Por esta razão, a maioria das publicações sobre o tema estuda a compensação de distorções sinal-sinal [17].

Dentro da classe de não-linearidades com compensação do tipo sinal-sinal, pode-se diferenciar ainda a interferência não-linear dentro da banda (*In-band interference*) de fora da banda (*out-of-band interference*). A interferência dentro da banda inclui todas as contribuições não-lineares geradas dentro da largura de banda de processamento eletrônico do Tx ou Rx. Quando um único canal é processado, a interferência dentro da banda inclui contribuições intra-canal geradas unicamente pelo canal de interesse, enquanto que em cenários de supercanal inclui adicionalmente contribuições geradas pelos tributários de supercanal coprocessados [17].

Por outro lado, a interferência fora da banda é gerada por sinais WDM que são inacessíveis tanto ao Tx como ao Rx e, portanto, têm de ser tratados como NLIN. Neste caso, é útil distinguir entre interferência fora da banda que envolve o canal de interesse (ou supercanal de interesse) e interferência não-linear gerada apenas por canais fora da banda. Este último é tipicamente tratado como ruído não removível, enquanto o primeiro pode ser parcialmente compensado [17]. A Figura 4.2 apresenta o cenário das interferências *In-band* e *out-of-band* da não-linearidades do tipo sinal-sinal.

Figura 4.2 – (a) Definição de canais dentro de um sistema WDM; (b) tipos de não-linearidades dentro de um sistema WDM.



Fonte: Dar [17].

4.3 Modelos de ruído gaussiano

O principal objetivo das pesquisas referentes ao ruído NLI é estimar P_{NLI} eficientemente e com precisão aceitável, caracterizando estatisticamente a G_{NLI} do ruído NLI no final de um *link*, onde P_{NLI} é a potência da NLIN e G_{NLI} é a densidade espectral de potência [13][59].

Entre os principais modelos de ruído gaussiano (GN - *Gaussian-Noise*) estão o modelo de ruído gaussiano incoerente (IGN - *Incoherent Gaussian-Noise model*) e o modelo de ruído gaussiano estendido (EGN - *Extended Gaussian Noise model*). A maneira pela qual cada modelo caracteriza o G_{NLI} é o que diferencia um modelo do outro.

A maioria dos modelos de propagação não-lineares faz a suposição de que a não-linearidade é relativamente pequena, isto é, que é uma perturbação em comparação com o sinal útil. Graças a esse pressuposto, a derivação do modelo pode explorar técnicas de perturbação, que permitem encontrar soluções analíticas aproximadas para a NLSE ou para a equação de Manakov (ME - *Manakov's equation*) [13].

Claramente, a suposição de perturbação se decompõe em regimes altamente não-lineares. No entanto, ambas as simulações e experiências mostraram que a suposição de

perturbação é suficientemente bem verificada dentro da gama de potências de lançamento do sistema óptico. Todos os modelos mencionados a seguir são modelos de análise de perturbações, embora a técnica de perturbação específica possa diferir [13].

Uma segunda suposição é que o sinal transmitido estatisticamente se comporta como ruído gaussiano estacionário. Chamamos isso de suposição de "gaussianidade do sinal". Esta suposição certamente não é verificada na saída do Tx. No entanto, pode-se argumentar que, à medida que o sinal se propaga ao longo de um enlace UT e fica completamente disperso, ele aproxima-se a uma distribuição semelhante à Gaussiana. Outra suposição comum é que a perturbação do sinal gerada pela NLIN se manifesta como ruído gaussiano aditivo (AGN - *Additive Gaussian Noise*) [13].

4.3.1 Modelo IGN

O ponto de partida à análise do modelo IGN é a análise da fórmula de referência do modelo GN (GNRF - *GN-model Reference Formula*). A equação GNRF, conhecida também na literatura como equação do modelo GN, representa a densidade espectral de potência do ruído NLI no final de um *link*. Esta equação assume que todos os trechos no *link* são idênticos (sistema homogêneo) e que a atenuação de cada trecho, incluindo o último, é exatamente compensada por amplificação óptica (suposição de *link* transparente) [59][60]. Sendo esta equação:

$$G_{NLI}(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{eff}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) \cdot \chi(f_1, f_2, f) df_2 df_1, \quad (4.3)$$

onde γ é o coeficiente não-linear da fibra, L_{eff} é o comprimento efetivo do trecho, G_{WDM} a PSD do sinal total transmitido no sistema WDM e χ é um fator que leva em consideração a interferência coerente no receptor da NLI produzida em cada intervalo [13].

Então, pode ser dada a seguinte interpretação à GNRF: a PSD da NLI gerada em uma frequência f , que é $G_{NLI}(f)$, é o resultado da integração de todos os infinitesimais produtos do fenômeno FWM, não degenerados, que ocorrem entre quaisquer três componentes espectrais do sinal transmitido, localizados em f_1, f_2 e $f_3 = f_1 + f_2 - f$, criando um sinal de interferência na frequência f .

Pode-se observar em (4.3) que o fator integrante, $G_{WDM}(f_1)G_{WDM}(f_2)G_{WDM}(f_1 + f_2 - f)$, está diretamente relacionado ao processo FWM. Pois é o produto das três componentes de frequência de sinal que atuam como bombeio para o próprio processo FWM [13][59].

O fator do integrando $\rho(f_1, f_2, f)$ é apresentado como sendo a eficiência não-degenerada de FWM do seu batimento, assumida para ser normalizada de modo que seu máximo seja 1. A forma específica assumida por ρ depende do tipo de amplificação utilizada. Por exemplo, assumindo a amplificação semelhante à EDFA, ρ assume a seguinte forma fechada [13][59]:

$$\rho(f_1, f_2, f) = \left| \frac{1 - \exp(2\alpha L_s) \exp[j4\pi^2(f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_2 + \pi\beta_3(f_1 + f_2)L_s]]}{2\alpha - j4\pi^2(f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_2 + \pi\beta_3(f_1 + f_2)]} \right|^2 \cdot L_{eff}^2, \quad (4.4)$$

com:

$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-2\alpha L_s)}{2\alpha}. \quad (4.5)$$

sendo α o coeficiente de atenuação da fibra em Km^{-1} , $\exp(-2\alpha L_s)$ é a atenuação da potência do sinal no trecho, β_2 é o valor absoluto da dispersão em $ps^2 Km^{-1}$, β_3 é o *slope* da dispersão em $ps^3 Km^{-1}$, L_{eff} o comprimento efetivo do trecho em Km e L_s o comprimento do trecho em Km.

Finalmente o fator χ é dado como:

$$\chi(f_1, f_2, f) = \frac{\sin^2(2N_s\pi^2(f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_2 + \pi\beta_3(f_1 + f_2)]L_s)}{\sin^2(2\pi^2(f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_2 + \pi\beta_3(f_1 + f_2)]L_s)}, \quad (4.6)$$

onde N_s é o número total de trechos no *link*.

Em (4.4), o termo

$$\left| \frac{1 - \exp(2\alpha L_s) \exp[j4\pi^2(f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_2 + \pi\beta_3(f_1 + f_2)L_s]]}{2\alpha - j4\pi^2(f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_2 + \pi\beta_3(f_1 + f_2)]} \right|^2$$

refere-se ao rendimento da FWM em um único trecho e pode ser de fácil integração. Contudo, (4.6) é de difícil resolução devido ao fato de esse fator ter o papel de contabilizar a acumulação de NLI em *links* de múltiplos trechos [13][59][60].

O GNRF explica a interferência coerente que ocorre no receptor óptico entre o NLIN gerado em cada trecho. No cenário de *link* transparente (quando ocorre a compensação total das perdas que acontecem no *link* através do amplificador óptico) e homogêneo (a utilização de um tipo de fibra), essa interferência aparece como o fator χ [13][59][60].

O modelo IGN é um modelo alternativo, que coincide com o modelo GNRF em cada trecho, mas faz a aproximação adicional de desconsiderar completamente a interferência coerente entre os NLIN gerados em diferentes trechos. Assim, considerando $N_s = 1$ trecho em (4.6), o fator $\chi(f_1, f_2, f)$ sofre uma aproximação muito grande, tornando-se $\chi(f_1, f_2, f) = 1$ [13][59][60].

Desta forma, a $G_{NLI}(f)$ em um único trecho é:

$$G_{NLI}^{1span} = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{eff}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) df_1 df_2, \quad (4.7)$$

então a $G_{NLI}^{inc}(f)$ é:

$$G_{NLI}^{inc}(f) = G_{NLI}^{1span}(f) \cdot N_s^{1+\epsilon}, \quad (4.8)$$

onde G_{NLI}^{inc} é a PSD do modelo IGN, N_s o número de trechos e ϵ é essencialmente uma constante chamada de expoente NLIN [13][60][61].

O objetivo de caracterizar a G_{NLI} é calcular a P_{NLI} , ou seja, a potência da interferência não-linear e consequentemente a OSNR (ver Seção 4.4). O fato de considerar o ruído NLI aproximadamente Gaussiano e aditivo, semelhante ao ASE, permite que suas potências possam ser somadas. Além disso, ASE e NLIN são assumidos como não correlacionados [13][59][61].

Enquanto a PSD do ruído ASE, $G_{ASE}(f)$, é muito forte ao longo da largura de banda de um único canal, em geral este comportamento não acontece para a PSD da NLIN. Portanto, da (4.1), a $P_{ASE} = G_{ASE}(f_{ch}) \cdot R_s$, onde f_{ch} representa a frequência do canal central em teste e R_s a taxa de símbolos. Assim, a correta equação para P_{NLI} é [13][59]:

$$P_{NLI}(f) = \frac{R_s}{B_H} \int_{-\infty}^{\infty} G_{NLI}(f + f_{ch}) |H_{Rx}(f)|^2 df \quad (4.9)$$

sendo [13][60]

$$B_H = \int_{-\infty}^{\infty} |H_{Rx}(f)|^2 df, \quad (4.10)$$

onde $H_{Rx}(f)$ é a função transferência do processo de filtragem do sinal no receptor óptico Rx.

A necessidade de utilizar (4.10) em (4.9) para encontrar a $P_{NLI}(f)$ torna o cálculo da BER (ver Seção 4.4) bastante complexo. Idealmente, isto requer o conhecimento detalhado tanto da $|H_{Rx}(f)|^2$ bem como da $G_{NLI}(f)$. Mas se uma aproximação for realizada assumindo a $G_{NLI}(f)$ como branco ao longo da largura de banda medida em $H_{Rx}(f)$, então P_{NLI} pode ser encontrada semelhante ao ruído ASE

$$P_{NLI}(f) = G_{NLI}(f_{ch}) \cdot R_s. \quad (4.11)$$

Isso exigiria a estimativa de $G_{NLI}(f)$ em apenas uma frequência e permitiria desconsiderar completamente $H_{Rx}(f)$ [13][59].

O modelo IGN é extremamente rápido e de baixa complexidade. Porém, o modelo IGN não é adequado para modelar a propagação não-linear em enlaces com tipos de fibras diferentes devido as aproximações realizadas no modelo GN, isso faz com que o modelo IGN superestime o desempenho real do sistema. Algumas recomendações são efetuadas ao se aplicar o modelo IGN, tais como: não se aplica no caso da taxa de símbolos ser menor que 10 GBaud/s, a dispersão deve ser maior que 3 ps/(nm.km) e as perdas nos trechos devem estar acima de 10 a 12 dB [13].

4.3.2 Modelo no domínio do tempo

Em [13], um estudo foi realizado para verificar as propriedades do ruído de NLIN em sistemas de comunicação por fibra óptica com grande dispersão acumulada. Análises no domínio do tempo identificaram várias suposições injustificadas que são fundamentais na derivação do modelo GN e que são responsáveis pela discrepância entre o modelo GN e a análise no domínio do tempo.

O modelo GN trata o ruído NLI como gaussiano aditivo e seu espectro de potência é totalmente independente do formato de modulação. A análise no domínio do tempo argumenta que a diferença entre os dois modelos resultam de três deficiências sutis, mas muito importantes comparadas com a análise do domínio da frequência [13].

A primeira é a suposição implícita de que a NLIN pode ser tratada como ruído aditivo, ignorando a sua dependência estatística dos dados no canal de interesse. Embora seja verdade que, no quadro de uma análise de perturbações, a NLIN pode sempre ser expressa como um termo de ruído aditivo, a sua dependência do canal de interesse é crítica. No caso do ruído de fase, por exemplo, o sinal de interesse $s(t)$ muda para $s(t)\exp(i\Delta\theta)$ e o ruído $s(t)\exp(i\Delta\theta) - s(t) \simeq is(t)\Delta\theta$ pode não estar correlacionado com $s(t)$, mas certamente não é estatisticamente independente dele [13]. A segunda desvantagem da abordagem do domínio da frequência é a suposição de que no limite de grande dispersão cromática, o campo elétrico do sinal e o NLIN que o acompanha podem ser tratados como um processo gaussiano, cuja distribuição é caracterizada de forma única em termos de seu espectro de densidade de potência [13]. A terceira deficiência que foi encontrada na análise do modelo GN é a afirmação de que componentes de frequência não sobrepostos do campo elétrico de propagação são estatisticamente independentes uns dos outros [13].

A análise no domínio do tempo demonstra que componentes de frequência não sobrepostos do campo elétrico de propagação são estatisticamente dependentes, sendo esta suposição de independência a responsável pelo fato de NLIN parecer ser independente do formato de modulação. Além disso, de acordo com o estudo, foi derivada a verdadeira potência do NLIN e foi verificado que o NLIN não é Gaussiano aditivo, mas sim depende fortemente dos dados transmitidos no canal de interesse [13].

Em [13], foi demonstrado que, ao remover a suposição de independência estatística entre os componentes de frequência dentro do canal interferente (que tem sido usado na derivação do modelo GN), a variância de NLIN é dada por:

$$G_{NLI} = P^3\chi_1 + P^3\chi_2 \left(\frac{\langle |b|^4 \rangle}{\langle |b|^2 \rangle^2} - 2 \right), \quad (4.12)$$

onde P é a potência média, b denota o símbolo de dados de interferência no canal e $\langle . \rangle$ indicam a média estatística. Os termos χ_1 e χ_2 são dados por [62]:

$$\chi_1 = \frac{4}{T^3} \sum_{lmn, m \neq n} |\tilde{g}(\omega_l)|^2 |\tilde{g}(\omega_m)|^2 |\tilde{g}(\omega_n)|^2 |\rho_{lmn}|^2, \quad (4.13)$$

$$\chi_2 = \frac{4}{MT^3} \sum_{lmnm'n'} |\tilde{g}(\omega_l)|^2 R_{mnm'n'} \rho_{lmn} \rho_{lm'n'}^*, \quad (4.14)$$

sendo multiplicado por T^3 , onde T é a duração do símbolo. Estes coeficientes estão em função da forma de pulso transmitido e dos parâmetros de fibra. O fator de $1/M$ no coeficiente χ_2 é um fator para balancear a (4.13) com a (4.14), pois a (4.14) tem M mais somatórios do que a (4.13). Portanto, χ_1 e χ_2 são de ordem similar de magnitude.

O termo $P^3\chi_1$ em (4.12) é igual ao resultado do modelo GN, e como ele depende apenas de estatísticas de segunda ordem, refere-se a ele como o termo de ruído de segunda ordem (SON - *Second-Order Noise*) [62],

$$SON = P^3\chi_1. \quad (4.15)$$

O segundo termo depende da estatística de quarta ordem e é, portanto, referido como o termo de ruído de quarta ordem (FON - *Fourth-Order Noise*) [62],

$$FON = P^3\chi_2 \left(\frac{\langle |b|^4 \rangle}{(\langle |b|^2 \rangle)^2} - 2 \right). \quad (4.16)$$

A presença de $\langle |b|^4 \rangle$ no FON implica na dependência no formato da modulação. Por exemplo, a variância de NLIN é $P^3(\chi_1 - \chi_2)$ com modulação QPSK, $P^3(\chi_1 - 0.68\chi_2)$ com 16-QAM e $P^3\chi_1$ quando a modulação Gaussiana é usada. Observe que, somente com a modulação Gaussiana, a variância de NLIN é independente de χ_2 e, portanto, a previsão do modelo no domínio do tempo é igual ao modelo GN. O termo FON que resulta das correlações de frequência de quarta ordem é o que soluciona as deficiências com respeito ao modelo GN [62].

A função com os parâmetros da fibra que é comum aos coeficientes χ_1 e χ_2 , considerando um *link* óptico homogêneo, é dado por [62-63]:

$$\rho_{lmn} = \frac{\gamma}{(MT)^{3/2}} \exp[-j(\omega_l \omega_m \omega_n)t] \cdot \frac{1 - \exp(-j\theta N L_s)}{1 - \exp(-j\theta L_s)} \cdot \frac{1 - \exp(-\alpha L_s) \exp(-\theta L_s)}{\alpha - j\theta} \quad (4.17)$$

onde $\theta = \beta_2(\omega_m - \omega_n)(\omega_l - \Omega - \omega_n)$, o espaçamento do canal WDM é assumido como sendo $\Omega = q2\pi / T$, $q = 0, 1, 2, \dots$, $\omega_n = n2\pi / MT$, T é a duração do símbolo, M é o período de símbolos transmitidos, L_s é o comprimento de um único intervalo amplificado e N é o número total de trechos amplificados no sistema. Os parâmetros α , β_2 e γ são os coeficientes de atenuação, dispersão e coeficiente não-linear da fibra óptica, respectivamente [63].

Em (4.12), a variância de NLIN num canal em teste foi obtida a partir do modelo de dois canais. Assumindo a transmissão de N_{ch} WDM com potências de lançamento por canal P , tem-se [63]

$$G_{NLI} = P^3 \sum_1^{N_{ch}} \left\{ \chi_1 + P^3 \chi_2 \left(\frac{\langle |b|^4 \rangle}{\langle |b|^2 \rangle^2} - 2 \right) \right\} + P^3 \chi_3 \left(\frac{\langle |b|^6 \rangle}{\langle |b|^2 \rangle^3} - 9 \frac{\langle |b|^4 \rangle}{\langle |b|^2 \rangle^2} + 12 \right) \quad (4.18)$$

para o caso com qualquer número de canais, derivado de [60-61].

O cálculo dos coeficientes χ_1 , χ_2 e χ_3 requer a soma de até cinco índices. Um código (escrito em Matlab) que computa esses coeficientes usando método de integração Monte-Carlo foi fornecido em [62] (ver Apêndice A).

O modelo NLIN deve ser ligeiramente modificado para prever corretamente o ruído não-linear gerado em *links* constituídos com tipos de fibras diferentes (sistema heterogêneo). Assim, o modelo foi derivado para este cenário e foi verificado que apenas a função ρ_{lmn} deve ser modificada, o que resulta em [63]:

$$\rho_{lmn} = \frac{\gamma}{(MT)^{3/2}} + \sum_{k=1}^N \frac{\gamma_k - \exp[-jL_{sk}\theta_k(k-1)][1 - \exp(-\alpha_k L_{sk}) \exp(-jL_{sk}\theta)]}{\alpha_k - j\theta_k}, \quad (4.19)$$

onde $\theta_k = \beta_{2k}(\omega_m - \omega_n)(\omega_l - \Omega - \omega_n)$. Um programa, em Matlab, com esta modificação é apresentado no Apêndice B.

4.3.3 Modelo EGN

Recentes pesquisas apontaram que as previsões realizadas no modelo GN podem ser afetadas por um erro substancial de superestimação do NLIN, quando usadas para obter um quadro detalhado do acúmulo de ruído de interferência não-linear ao longo de um *link*, principalmente nos primeiros intervalos [64].

Em [59], pesquisas foram realizadas com o objetivo de remover a hipótese da gaussianidade do sinal no modelo GN, verificando-se algumas deficiências (ver Subseção 4.3.2). O modelo EGN evita simplificações das fórmulas que contabilizam todos os efeitos SCI, XCI e MCI. A precisão global do modelo EGN é muito boa quando se avalia a acumulação de NLI e é excelente quando se estima o alcance máximo do sistema realista. Contudo, a complexidade computacional é muito maior quando comparada com a dos modelos GN ou IGN [15][64].

Ao remover a suposição do comportamento, estatisticamente, do ruído gaussiano do sinal, a PSD da NLI pode ser expressa por dois termos [14][15][64]:

$$G_{NLI}^{EGN}(f) = G_{NLI}^{GN}(f) + G_{NLI}^{corr}(f). \quad (4.20)$$

O primeiro termo, $G_{NLI}^{GN}(f)$, é o modelo GN. O outro, $G_{NLI}^{corr}(f)$, pode ser pensado como um termo de correção que leva o efeito da não-Gaussianidade do sinal em consideração. O G_{NLI}^{EGN} é o chamado o modelo EGN. Contudo, as fórmulas do modelo EGN levam em conta todos os três os tipos de NLIN que perturbam o sinal (SCI, XCI e MCI). Em outras palavras, o G_{NLI}^{EGN} pode ser dividido em:

$$G_{NLI}^{EGN}(f) = G_{SCI}^{EGN}(f) + G_{XCI}^{EGN}(f) + G_{MCI}^{EGN}. \quad (4.21)$$

Observa-se que, cada um dos termos que compõem o G_{NLI}^{EGN} possui o termo GN e o termo de correção de (4.20), por exemplo [14][64]:

$$G_{SCI}^{EGN}(f) = G_{SCI}^{GN}(f) + G_{SCI}^{corr}(f), \quad (4.22)$$

$$G_{XCI}^{EGN}(f) = G_{XCI}^{GN}(f) + G_{XCI}^{corr}(f), \quad (4.23)$$

$$G_{MCI}^{EGN}(f) = G_{MCI}^{GN}(f) + G_{MCI}^{corr}(f). \quad (4.24)$$

O EGN é mais rápido que simulações numéricas, onde os cálculos das fibras são numericamente simuladas resolvendo a equação não-linear de Schroedinger acoplada, mas muito lento para ser aplicado em redes dinamicamente reconfiguráveis. Este modelo é uma correção do modelo de ruído Gaussiano coerente GN, que reconsidera os termos descartados no modelo GN.

No modelo EGN, a potência do ruído P_{NLIN} é dada pela fórmula:

$$P_{NLIN} = (G_{NLI}^{GN}(f) + G_{NLI}^{corr}(f)) \cdot R_s. \quad (4.25)$$

onde $G_{NLI}^{GN}(f)$ é a densidade espectral de potência do ruído NLIN para todo o enlace e $G_{NLI}^{corr}(f)$ é um termo de correção que considera os efeitos SCI, XCI e MCI ao longo do enlace.

As $G_{NLI}^{GN}(f)$ e $G_{NLI}^{corr}(f)$ são calculados numericamente através da solução de integrais triplas, o que aumenta significativamente a complexidade do cálculo numérico em relação ao modelo IGN, mas considera a ordem das fibras no enlace, as derivações do modelo EGN estão em [14][64].

4.4 Relação sinal-ruído óptica

A relação sinal-ruído óptica (OSNR - *Optical Signal-to-Noise Ratio*) é definida como a razão da potência média do sinal óptico em relação à potência do ruído. No caso dos sistemas de transmissão óptica WDM coerentes e com a utilização de amplificadores EDFA com o ganho dos amplificadores compensando as perdas nas fibras ópticas, esta razão passa a ser a razão entre a potência por canal e a potência acumulada do ruído ASE (ver 2.4.2), sendo [1][13][61]:

$$OSNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE}}, \quad (4.26)$$

onde P_{ch} é a potência média de lançamento por canal, P_{ASE} é a potência acumulada do ruído ASE utilizando-se da (4.1). Em dB, temos:

$$OSNR_{dB} = 58 + P_{ch} - NF - \alpha L - 10 \log N_s, \quad (4.27)$$

onde αL são as perdas nas fibras, N_s o número de trechos e NF é a figura de ruído que quantifica o ruído ASE dos amplificadores [1][61]. A NF do amplificador é dada por [2]:

$$NF = 2n_{esp} \left(1 - \frac{1}{G}\right) + \frac{1}{G} \approx 2n_{esp}. \quad (4.28)$$

No regime não-linear, onde os efeitos não-lineares atuam sobre o sinal propagado, a OSNR é definida como a razão entre a potência por canal e a soma da potência ASE com a potência NLIN (ver Seção 5.3), sendo [13][61]:

$$OSNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE} + P_{NLIN}}. \quad (4.29)$$

Na prática, a OSNR considerando o regime linear pode ser medida com um analisador de espectro óptico (OSA - *Optical Spectrum Analyzer*). A OSNR só depende da potência óptica do sinal e da potência do ruído, sendo um importante parâmetro à avaliação de um sistema óptico e está diretamente associada à BER (ver Seção 2.2) [1].

Para o cálculo da BER, a OSNR é inserida na equação apropriada que depende do formato de transmissão, da taxa de símbolos e da escolha da banda de referência para o ruído ASE. Por exemplo, para PM-QPSK a equação da BER é:

$$BER_{PM-QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{B_0}{2R_s} OSNR} \right), \quad (4.30)$$

para PM-16QAM temos:

$$BER_{PM-16QAM} = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{B_0}{10R_s} OSNR} \right), \quad (4.31)$$

onde erfc é a função erro complementar, B_0 é a banda de referência para o ruído ASE e R_s a taxa de símbolos.

5 RESULTADOS NUMÉRICOS

Este capítulo é dedicado à apresentação dos resultados obtidos a partir das simulações utilizando modelos numéricos (ver Seção 3.4) e modelos de ruído gaussiano (ver Seção 4.3). As técnicas e *setup* de cada simulação são descritas igualmente nesta seção.

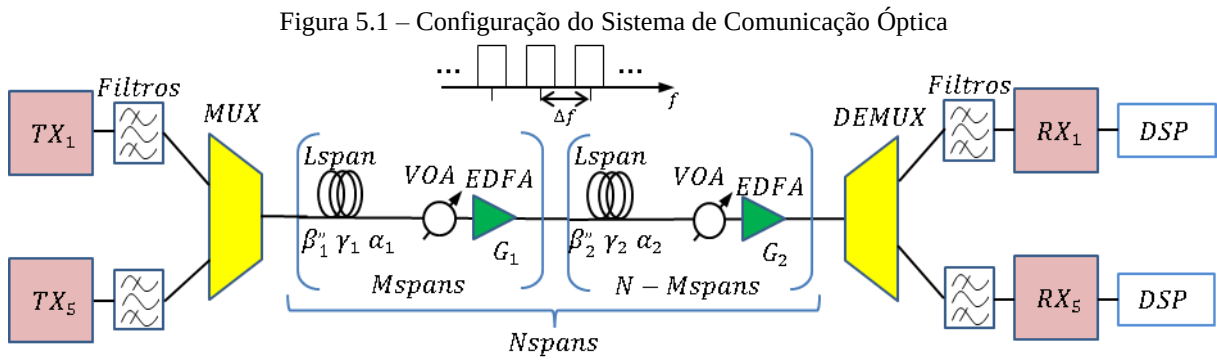
Primeiramente é realizado um estudo do desempenho do modelo de ruído gaussiano para propagação não-linear em sistemas de transmissão óptica com diferentes tipos de fibra. Em seguida, é estudado o impacto da alternância do arranjo dos diferentes tipos de fibra em enlaces ópticos bidirecionais.

5.1 Validação numérica

Investiga-se, através de simulações numéricas e modelos de ruído Gaussiano, o desempenho de sistemas de comunicação óptica com diferentes tipos de fibra e sem compensação da dispersão ao longo do enlace.

A Figura 5.1 mostra um sistema típico de comunicação de fibra óptica de longa distância abrangendo N trechos, que foi usado para validar o modelo de propagação não-linear para enlaces heterogêneos. As simulações *Split-Step* (ver Subseção 3.4.3) foram realizadas usando o formato de pulso sem retorno a zero (NRZ - *Non-Return-to-Zero*) e a informação a ser transmitida foi definida com uma sequência de símbolos aleatórios de comprimento 2^{14} bits. As fibras foram simuladas numericamente resolvendo a NLSE através do método *Split-Step* Fourier. A PMD foi emulada usando 40 seções birrefringentes por trecho. A simulação de Monte Carlo foi utilizada para avaliar a BER após a contagem de 100 erros. O ruído ASE gerado pelos amplificadores ópticos foi adicionado ao sinal ao longo do enlace, incluindo o efeito do ruído de fase não-linear. Foram utilizados dois tipos de fibras neste teste, cujos parâmetros são relatados na Tabela I da Seção 3.5. Os enlaces ópticos testados foram considerados com fibras mistas, transparentes e sem compensação de dispersão ao longo do enlace. Nos trechos, o VOA foi ajustado para 10 dB e sua função é simular as perdas dos nós e limitar a BER em 10^{-4} dB. Neste trabalho, a BER é obtida antes do FEC. Considerando o uso do FEC, após a decodificação, a BER pode ficar abaixo de 10^{-9} dB [58], dependendo do código específico. Foram utilizados amplificadores EDFA tendo seu ganho configurado para compensar as perdas totais do trecho e do VOA. A figura de ruído dos amplificadores EDFA (ver Subseção 2.4.2) foi configurada para 6 dB. Foram utilizados dez trechos e cada trecho com 80 km de comprimento de fibra, cinco dos quais foram do tipo SSMF e cinco trechos

com NZDSF. Cinco canais DP-QPSK, 112 Gbit/s (ou 28 GBaud/s) WDM foram transmitidos com pulsos de Nyquist com espaçamento entre canais, Δf , de 50 GHz. A escolha de cinco canais neste trabalho é que esta quantidade é suficiente para avaliar, qualitativamente, os impactos das interferências não-lineares da propagação do sinal no núcleo das fibras. Um número ímpar de canais foi escolhido com o objetivo de isolar o canal central, que será o canal avaliado. Cada canal foi configurado com a mesma potência de lançamento e os cinco canais foram simulados com a potência variando de -5 a 5 dBm. O ruído de fase do laser foi ajustado para zero e os filtros gaussianos de 4ª ordem com largura de banda de 42 GHz no Tx e Rx foram utilizados. Este cenário com os mesmos parâmetros também foi usado na simulação do modelo NLIN, mas uma filtragem ideal no Tx e Rx foi assumida. O número de pontos de integração de Monte-Carlo foi definido como 1.000.000 para garantir que o erro relativo fosse bem inferior a 1%.

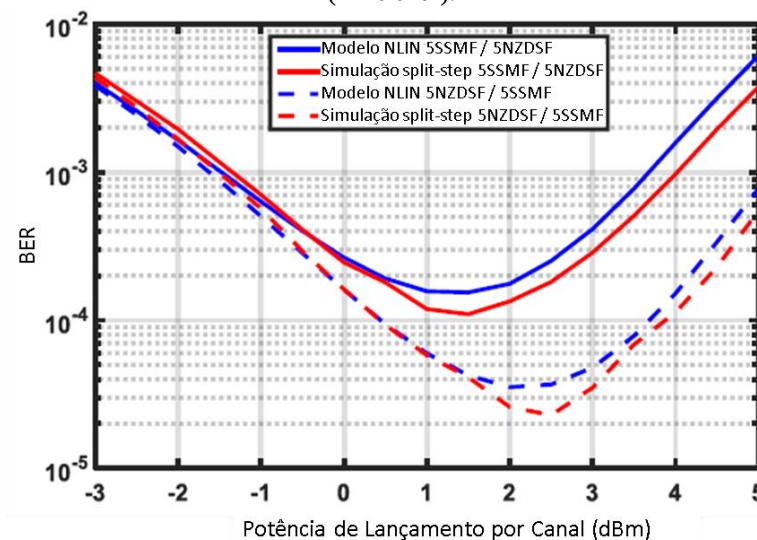


.Fonte: próprio autor.

O desempenho do sistema foi avaliado em termos da BER, que possui a fórmula analítica dada em (4.30) e (4.31) para PM-QPSK e PM-16QAM, respectivamente. Apenas o canal central foi avaliado devido à sua posição no espectro, visto ser aquele que sofre a maior interferência não-linear e, portanto, possui a BER mais alta. Os resultados da validação considerando o cenário descrito acima são mostrados na Figura 5.2, onde a BER é avaliada para a potência óptica do canal quando o sinal se propaga primeiro através de 5 trechos SSMF seguido de 5 trechos NZDSF (linhas contínuas) e, em seguida, a direção inversa (linhas tracejadas). Este resultado mostra que o modelo NLIN é capaz de prever satisfatoriamente o desempenho do sistema heterogêneo, onde a ordem dos tipos de fibra pode alterar significativamente o valor da BER. Quando os resultados das simulações numéricas (linha vermelha) e do modelo NLIN (linha azul) são comparados, observa-se que o modelo estima um pouco o ruído não-linear, o que aumenta ligeiramente o valor da BER, mas o modelo

ainda possui uma boa precisão. Embora os canais DP-QPSK tenham sido simulados, o mesmo comportamento pode ser verificado para DP-16QAM. Portanto, é usado o modelo NLIN (4.18) e (4.19) (ver Subseção 4.3.2) para avaliar o desempenho e otimizar a disposição dos tipos de fibra em *links* ópticos de fibras misturadas.

Figura 5.2 – Validação numérica: BER em relação à potência de lançamento por canal iniciando com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) de fibras SSMF seguidos de cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) de fibras NZDSF (linha contínua) e direção reversa (linha tracejada), para simulação numérica (linha vermelha) e modelo NLIN (linha azul).



5.2 Configurações das simulações

O mesmo cenário descrito acima (Seção 5.1) foi usado para avaliar o impacto da ordem dos tipos de fibra em um enlace heterogêneo, mas pequenas mudanças foram realizadas. Agora, além das simulações com o formato de modulação DP-QPSK, também foram realizadas simulações com a modulação DP-16QAM. As simulações usando o formato DP-QPSK utilizaram espaçamento entre canais de 50 GHz e 37,5 GHz e, para cada conjunto de simulações realizadas com uma determinada configuração de espaçamento entre canais, a quantidade de trechos no enlace foi de 5, 10, 15 e 20 trechos. As simulações realizadas usando o formato de modulação DP-16QAM também fizeram uso de cinco canais DP-16QAM WDM a 224 Gbits/s (ou 28 GBaud/s) com espaçamento entre canais de 50 GHz e 37,5 GHz. Nas simulações com DP-16QAM, para cada conjunto de simulações realizadas com uma determinada configuração de espaçamento entre canais, a quantidade de trechos no enlace foi de 5 e 10 trechos, com o VOA sendo ajustado para 0 dB e os outros parâmetros os mesmos que na Seção 5.1. As simulações utilizando o modelo NLIN foram realizadas considerando

links compostos com os mesmos tipos de fibras (SSMF-NZDSF), onde o número total de trechos foi fixado, mas o número de trechos de cada tipo de fibra foi variado. Em seguida, novas simulações foram realizadas com o mesmo cenário citado nesta seção, com a diferença de que a potência do canal foi configurado para 2 dB acima e abaixo da dos canais vizinhos.

Em todas as simulações no sistema da Figura 5.1, utilizou-se uma fibra SSMF no início do trecho e NZDSF nos trechos seguintes e, gradativamente, a quantidade de trechos SSMF foi aumentada e consequentemente a quantidade de trechos NZDSF foi diminuída. Em seguida, o mesmo procedimento foi realizado utilizando a fibra NZDSF no início do trecho e SSMF nos trechos seguintes. Os resultados do sistema heterogêneo foram comparados com o sistema homogêneo utilizando somente fibras dos tipos SSMF e NZDSF.

5.3 Simulações e resultados DP-QPSK

Verifica-se em todos os gráficos que, para as potências baixas, as curvas estão muito próximas, esta região é denominada de regime linear. Nesse regime, a BER não é igual porque as fibras NZDSF e SSMF têm coeficientes de atenuação diferentes, consequentemente cada configuração SSMF - NZDSF gera um valor de potência ASE diferente. Como os efeitos lineares são mitigados com o aumento da potência, portanto, é benéfico o aumento da potência. À medida que a potência aumenta, as curvas chegam a um ponto ótimo de menor BER que é conhecido como regime não-linear fraco. Contudo, para potências altas, a BER cresce rapidamente e entra no regime não-linear forte. Em todos os gráficos, pode-se notar que a potência de entrada da fibra SSMF que resulta no ponto da menor BER é maior em comparação com a da fibra NZDSF. Isso resulta de uma maior tolerância aos efeitos não-lineares da fibra SSMF em relação à fibra NZDSF. A diferença entre as curvas do sistema homogêneo com NZDSF em relação às com SSMF é explicada pelo fato de que a fibra NZDSF apresenta um coeficiente de dispersão cromática, D , muito mais baixo do que a SSMF e um coeficiente não-linear mais alto. Em todos os gráficos os pontos de potência ótima estão situados da potência de lançamento por canal entre 1 a 3 dBm.

Os gráficos localizados na coluna da esquerda possuem espaçamento entre canais de 50 GHz e apresentam sempre melhores resultados (menor BER) quando comparados com o cenário utilizando espaçamento entre canais de 37,5 GHz, localizados na coluna da direita. Isto ocorre devido a uma maior aproximação entre os canais, ou seja, quanto mais próximos os canais estiverem, maior será a interação entre os canais, o que torna os efeitos não-lineares

mais fortes. Com isso, a contribuição do NLIN será maior, fazendo com que a P_{NLIN} aumente, ocasionando a degradação da OSNR e como consequência tem-se a piora da BER.

As Figuras 5.3(a), 5.3(b), 5.4(a) e 5.4(b) representam os resultados das simulações com o total de 5 trechos. À medida que o número de trechos aumenta, a BER piora. Por exemplo, nos casos das Figuras 5.9(a), 5.9(b), 5.10(a) e 5.10(b), onde o enlace possui 20 trechos, é verificado que os valores da BER já estão bem acima do valor especificado, 10^{-4} dB, para o sistema proposto neste trabalho. Isto ocorre devido a interação dos canais propagados com a fibra, gerando efeitos não-lineares tais como XPM e SPM. Em outras palavras, quanto maior for o comprimento do enlace, mais forte será a interação dos canais com o meio propagado e mais longo será o tempo de interação entre os canais, contribuindo para o aumento da P_{NLIN} .

Todas as figuras mostram os resultados das simulações para enlaces compostos com fibras do tipo SSMF e NZDSF, onde a BER foi plotada em relação à potência de lançamento por canal. As Figuras 5.3(a) e (b), 5.5(a) e (b), 5.7(a) e (b) e 5.9(a) e (b) mostram que, à medida que o *link* começa a partir de NZDSF homogêneo e aumenta o número de trechos SSMF até se tornar SSMF homogêneo a BER diminui. A mesma análise pode ser feita nas Figuras 5.4(a) e (b), 5.6(a) e (b), 5.8(a) e (b) e 5.10(a) e (b). Esse comportamento deve-se ao fato de as fibras NZDSF terem maior coeficiente não-linear, menor dispersão e um coeficiente de atenuação maior, implicando um maior ruído ASE.

Figura 5.3 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

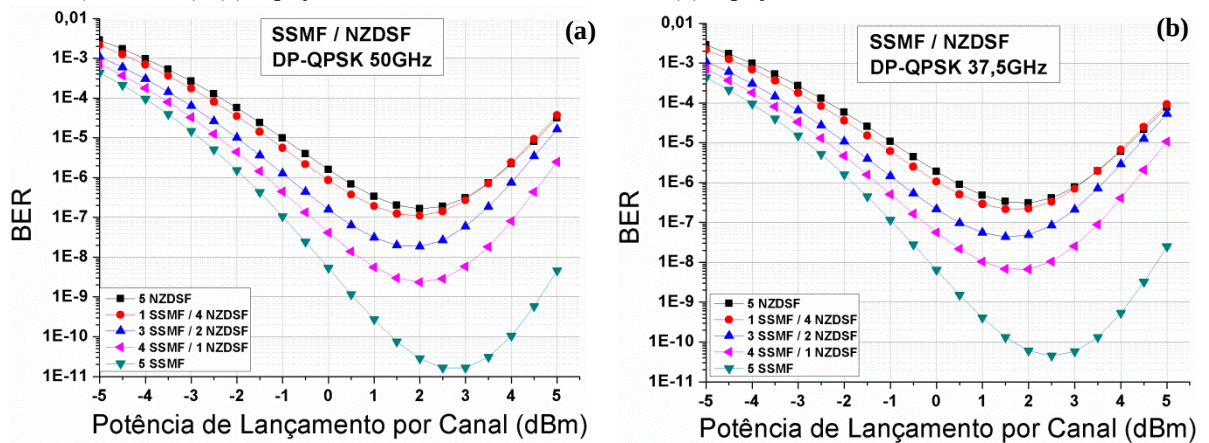


Figura 5.4 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

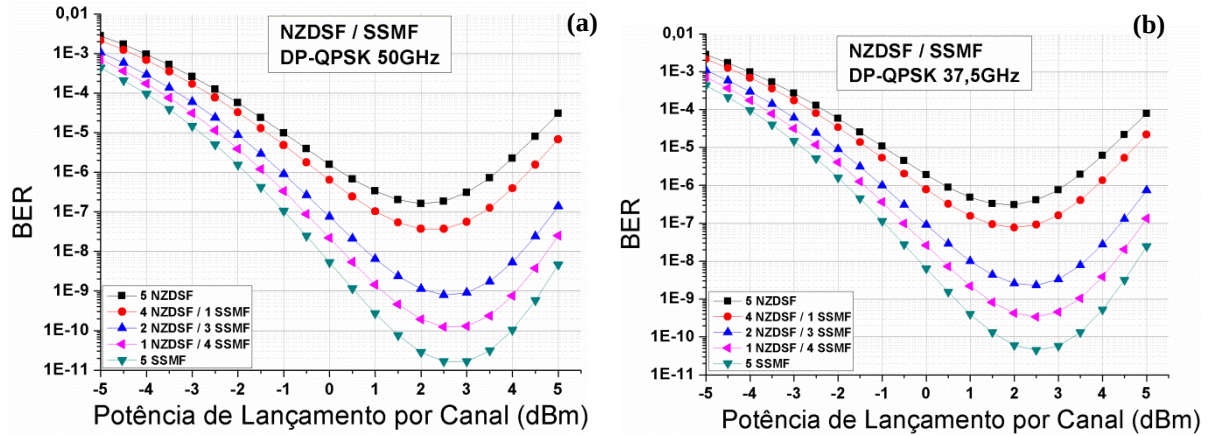


Figura 5.5 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

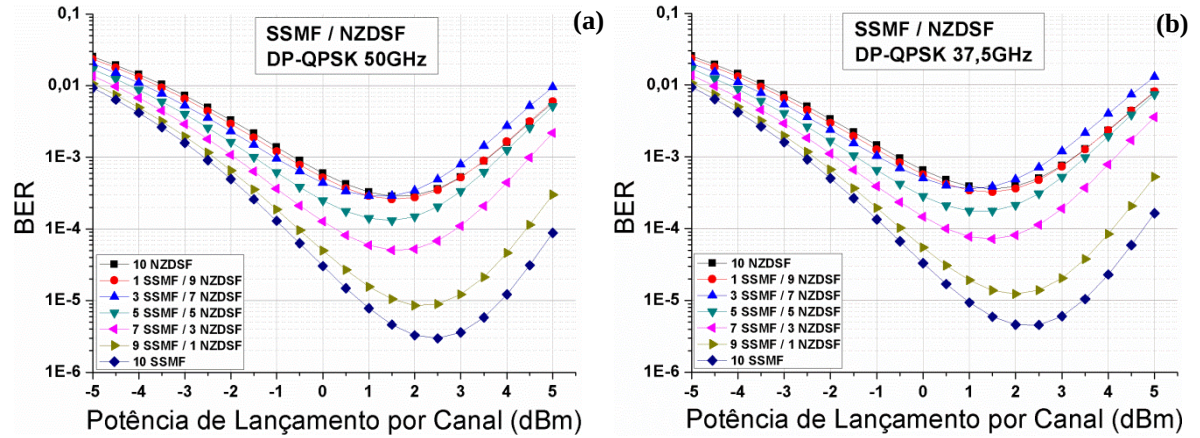


Figura 5.6 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

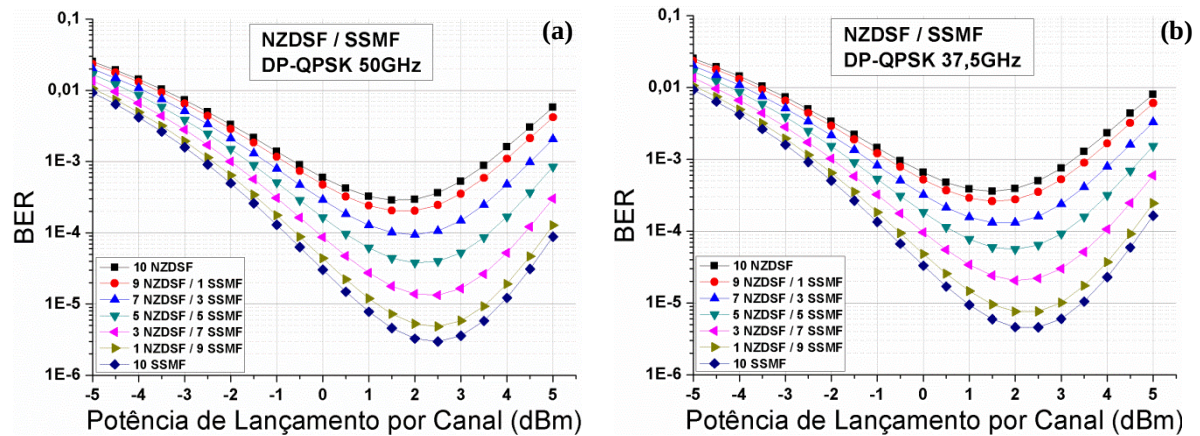


Figura 5.7 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz

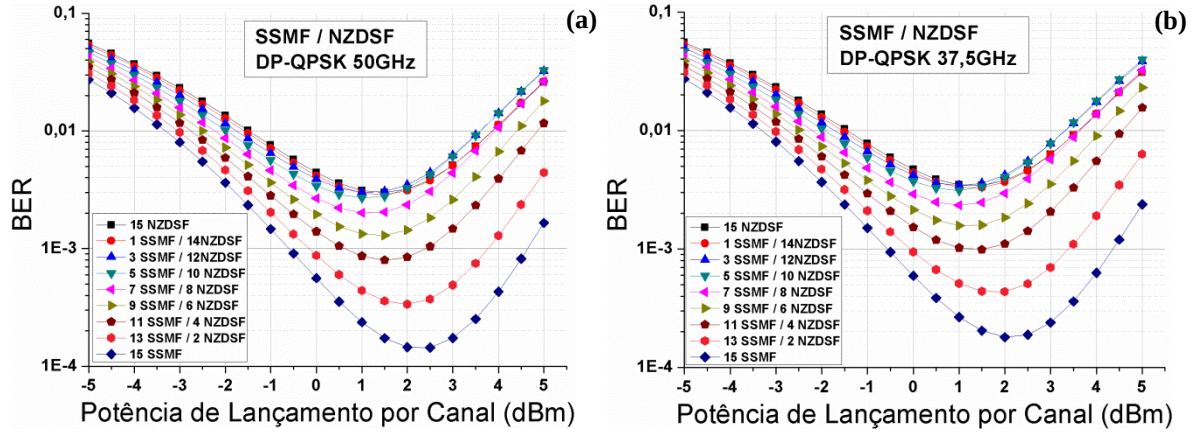


Figura 5.8 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

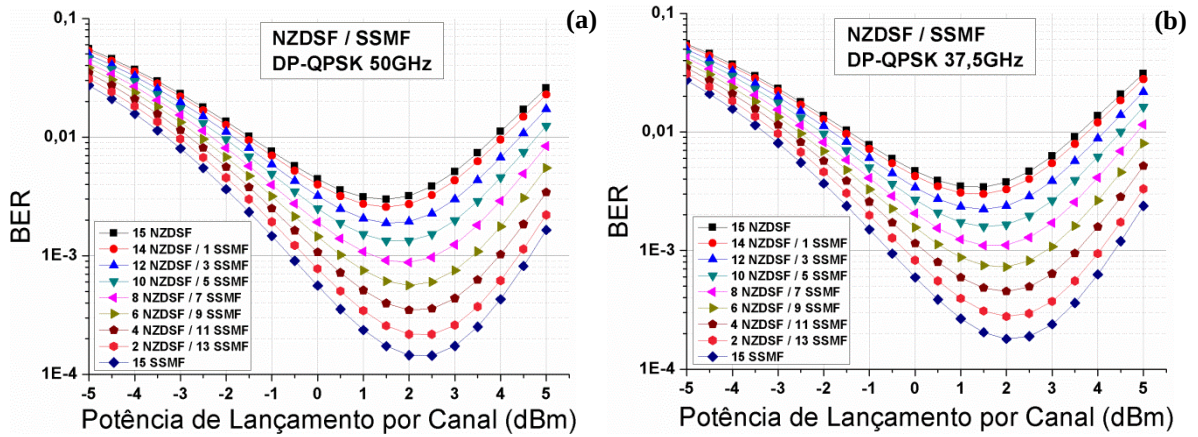


Figura 5.9 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

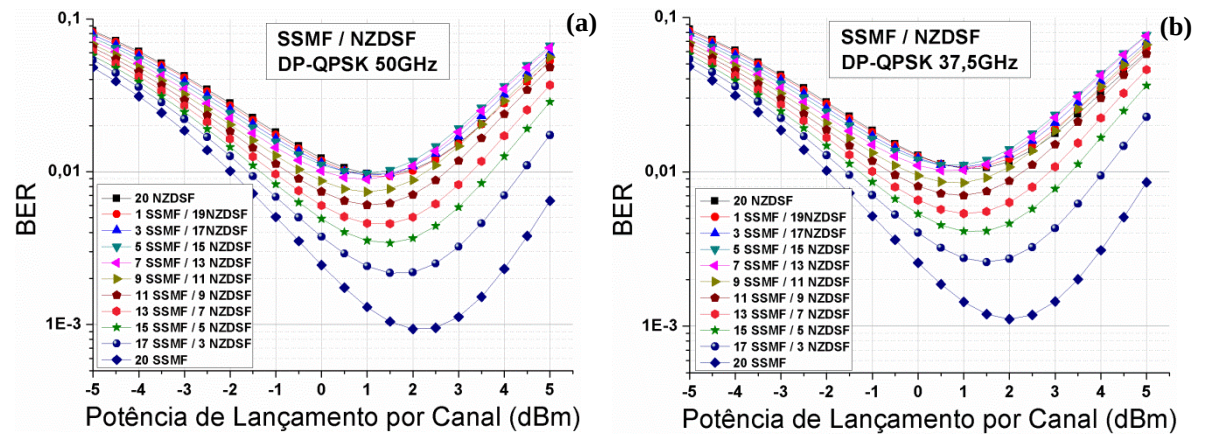
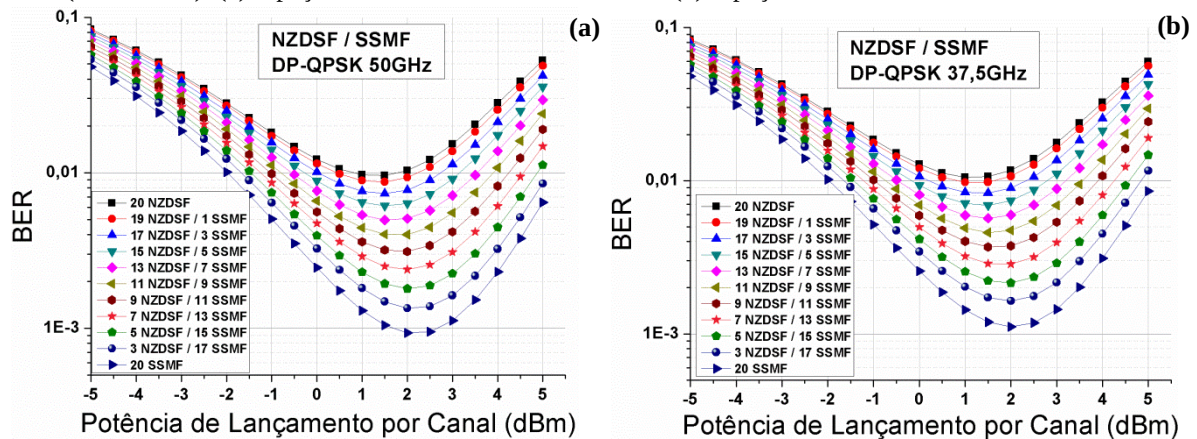


Figura 5.10 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz



Nas Figuras 5.11, 5.12, 5.13 e 5.14 são apresentados os gráficos da BER de todos os pontos de potência ótima, tanto da configuração SSMF/NZDSF quanto da NZDSF/SSMF, comparado assim com as BER das potências ótimas nos casos de sistemas homogêneos, em relação ao número de trechos. Nessas figuras, pode-se observar um melhor resultado com a propagação do sinal em enlaces bidirecionais com espaçamento entre canais de 50 GHz comparados com 37,5 GHz. Também são verificados melhores resultados quando o sinal percorre uma distância menor, no caso de 5 trechos, em comparação com o caso de 20 trechos. Constata-se nas figuras que o resultado da BER é pior quando o sistema é iniciado com SSMF nos pontos de potência ótima para cada combinação das fibras, corroborando com as análises feitas anteriormente. À medida que o número de trechos com SSMF cresce e a NZDSF decresce, a BER do sistema melhora. Quando o sistema é iniciado com NZDSF é verificada a melhor BER nos pontos de potência ótima. Uma possível explicação para este comportamento é que a dispersão acumulada e o parâmetro do sinal da relação de potência de pico a média (PAPR - *Peak-to-Average Power Ratio*), na entrada das fibras NZDSF, é maior quando comparado com o sistema iniciado com a fibra NZDSF. Consequentemente, a BER será pior para sistemas iniciados com SSMF devido à alta PAPR na entrada das fibras NZDSF [65][66]. Nos pontos onde a quantidade das fibras SSMF é igual à quantidade de fibras NZDSF, como nos casos das Figuras 5.12 e 5.14, o sistema apresenta um melhor resultado com NZDSF na primeira metade e SSMF no segundo trecho quando comparado com a configuração inversa. Este comportamento também é verificado nas Figuras 5.11 e 5.13. Verifica-se em todas as figuras que as curvas que representam o sinal se propagando primeiro através da fibra SSMF e depois pela fibra NZDSF tendem a saturar no final do enlace, o mesmo não acontece quando o sinal propaga-se primeiro pela fibra NZDSF e depois pela fibra SSMF. É observado que, quando a quantidade das fibras SSMF é igual à quantidade de

fibras NZDSF, a distância entre as curvas de melhor potência com o sistema começando com NZDSF e a curva de melhor potência com o sistema começando com SSMF são praticamente iguais. Observa-se que na Figura 5.11, com o sistema com 5 trechos, estas curvas estão com uma certa distância entre elas e, à medida que o número de trechos aumenta, as curvas praticamente permanecem com a mesma distância entre elas. Isso também é observado na Figura 5.15, onde é apresentado o gráfico da OSNR em relação ao número de fibras NZDSF nos pontos da potência ótima. Este comportamento é verificado para todas as simulações neste trabalho.

Figura 5.11 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

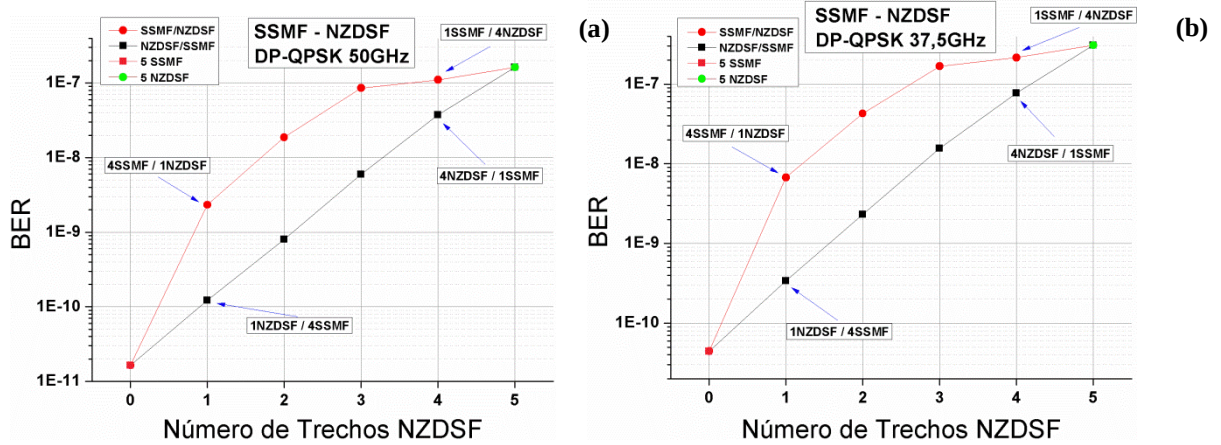


Figura 5.12 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

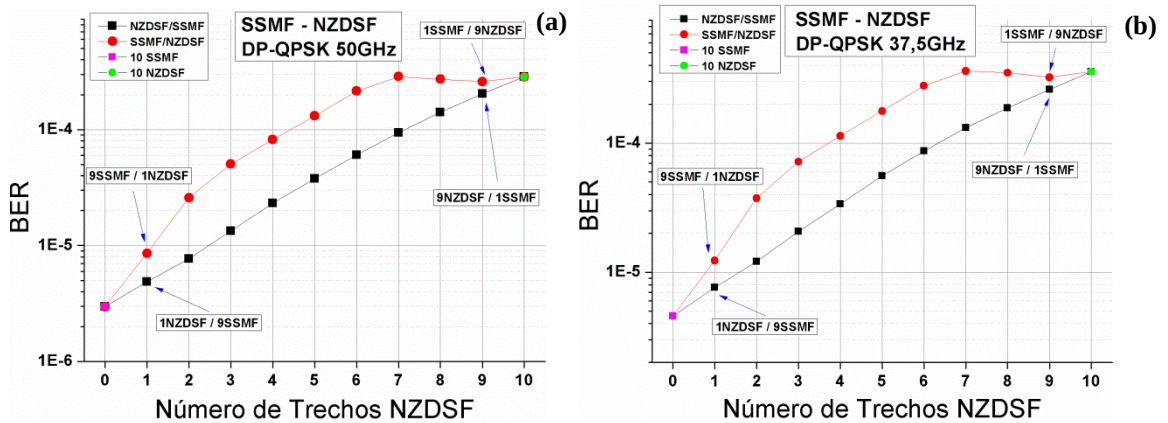


Figura 5.13 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 15 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF

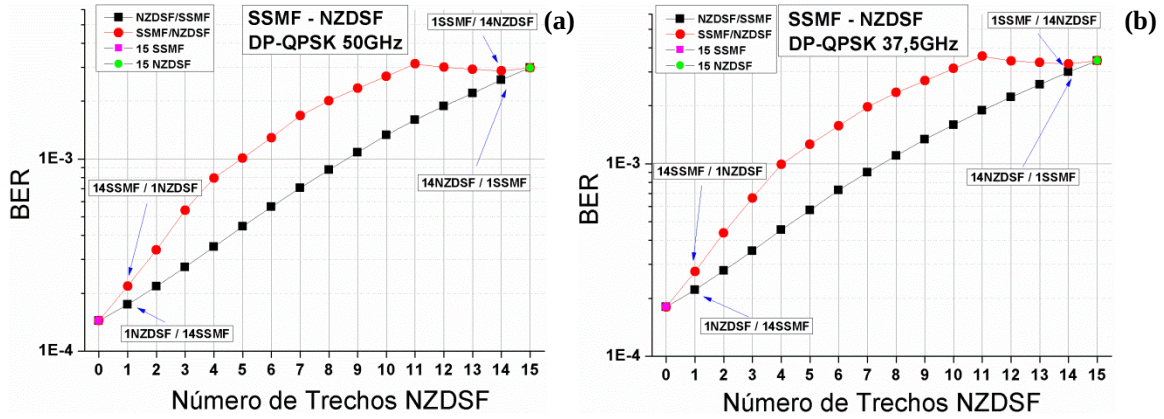


Figura 5.14 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 20 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

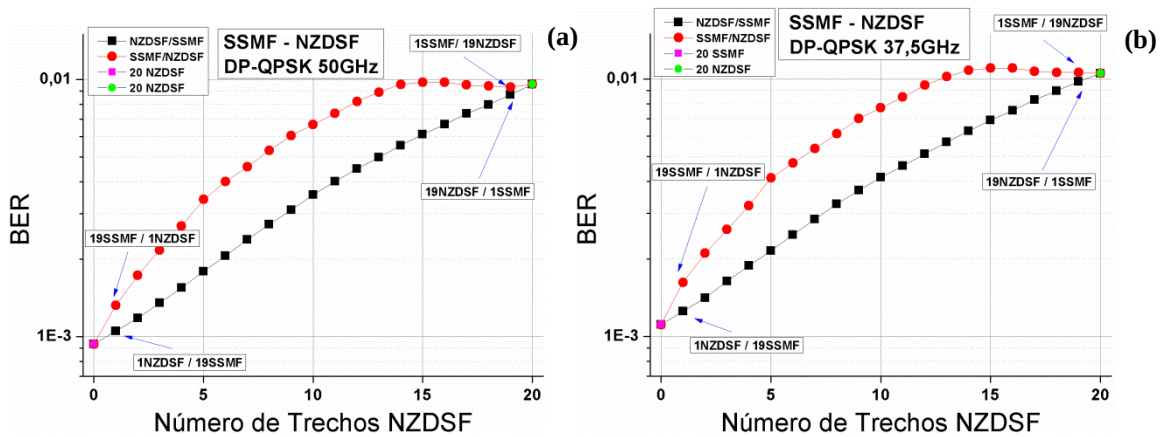
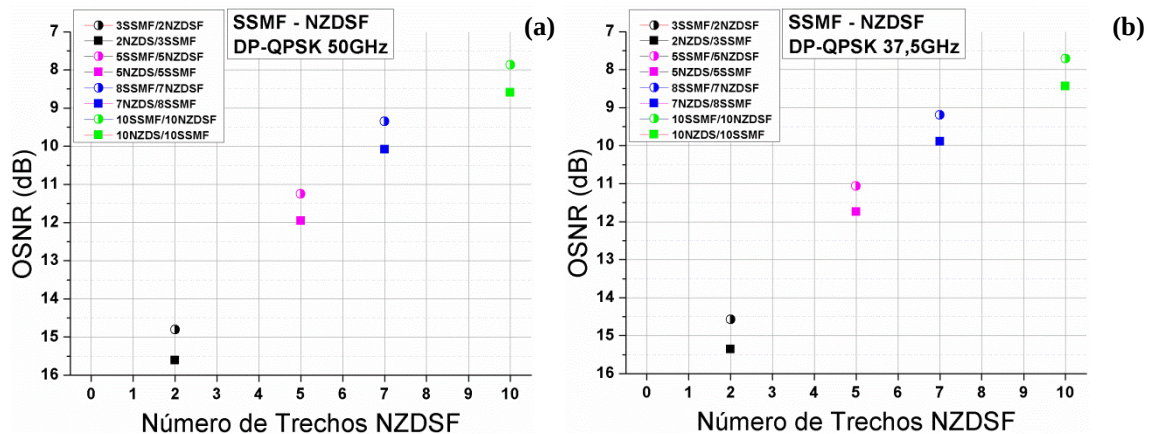


Figura 5.15 – Valores da OSNR do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK: (a) com espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.



Novas simulações foram realizadas seguindo a mesma configuração para a modulação DP-QPSK citada na Seção 5.2, com a diferença de que, agora, o canal central (canal sob investigação) possui uma potência 2 dB a mais em relação aos canais vizinhos. O objetivo é avaliar os comportamentos das curvas quando o canal sob investigação (canal central) tem potência diferente em relação aos canais vizinhos. Os gráficos da Figura 5.16 até a Figura 5.23 apresentam resultados da BER em relação à potência do canal central com 2 dB a mais em relação aos canais vizinhos. Por exemplo, se o canal central tem potência de lançamento de -5 dBm, os canais vizinhos têm potência de lançamento por canal de -7 dBm e assim sucessivamente até chegar à potência do canal central de 5 dBm e canais vizinhos com potência de lançamento por canal de 3 dBm.

As análises realizadas nos gráficos da Figura 5.16 até a Figura 5.23 são semelhantes à da Figura 5.3 até a Figura 5.10. Porém, existem algumas diferenças que são: um deslocamento do resultado da menor BER nos pontos de potência ótima em relação à potência de lançamento quando são comparados os gráficos das Figuras 5.16 até a Figura 5.23 com os gráficos da Figura 5.3 até a Figura 5.10. Estes pontos, que antes se encontravam entre 1 a 3 dBm passaram para 2 a 4 dBm. Além disso, a BER nesses pontos apresentou uma melhora, ou seja, valores mais baixos. Este comportamento está relacionado com o fato de os canais vizinhos possuírem potência de lançamento mais baixa comparado com o canal sob investigação, isso faz com que a contribuição dos efeitos não-lineares das interações entre canais seja menor e como consequência gera uma P_{NLIN} menor.

Figura 5.16 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

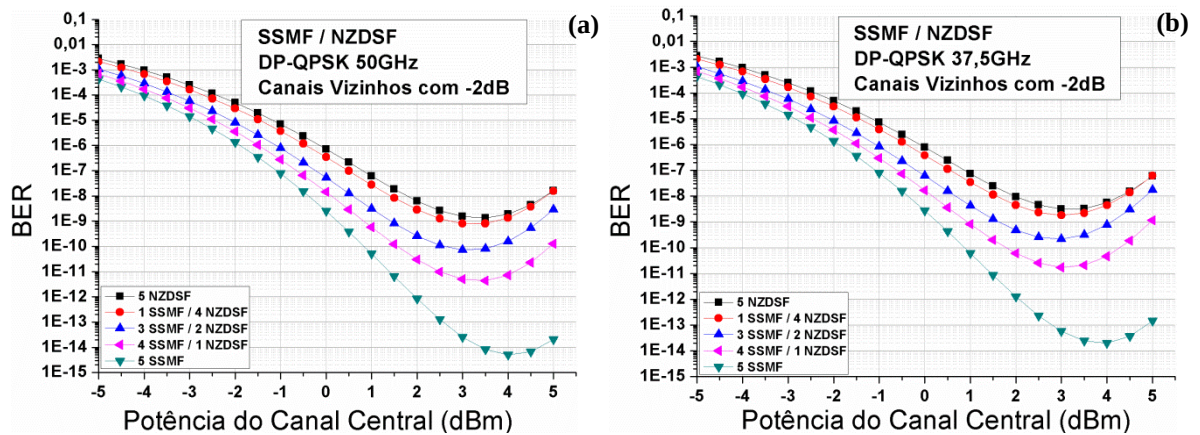


Figura 5.17 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

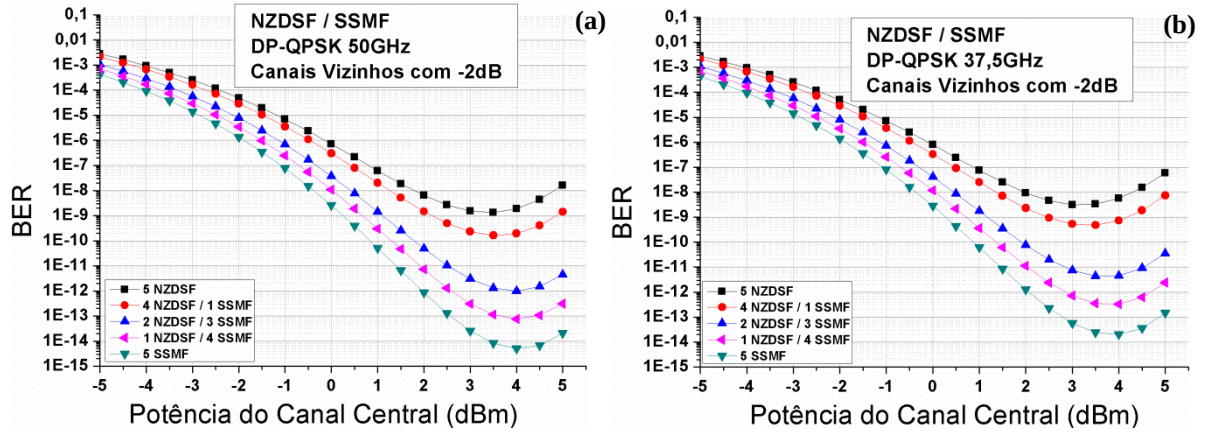


Figura 5.18 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

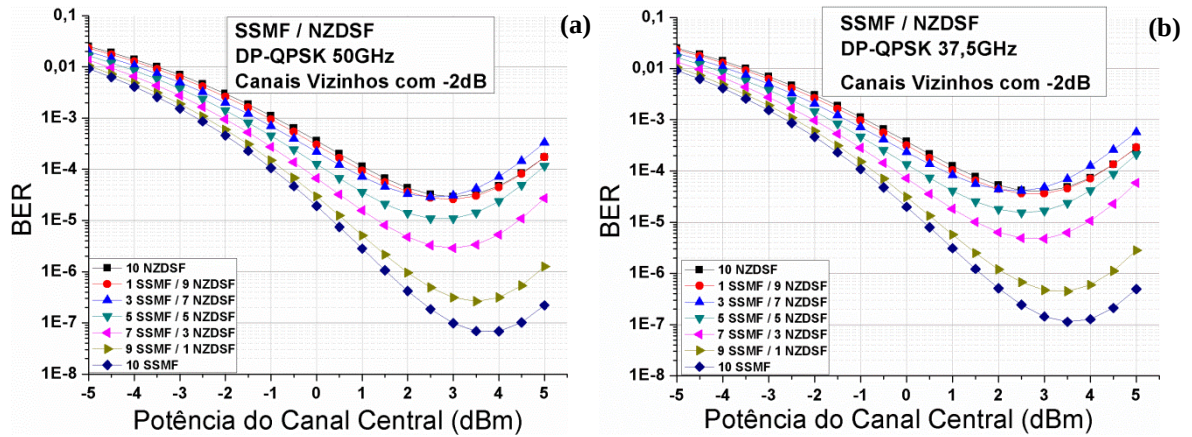


Figura 5.19 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

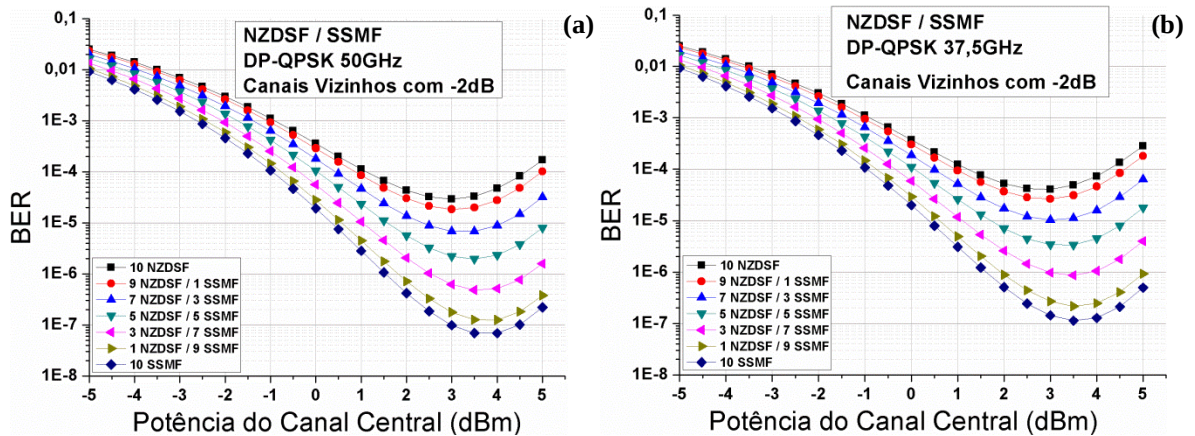


Figura 5.20 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

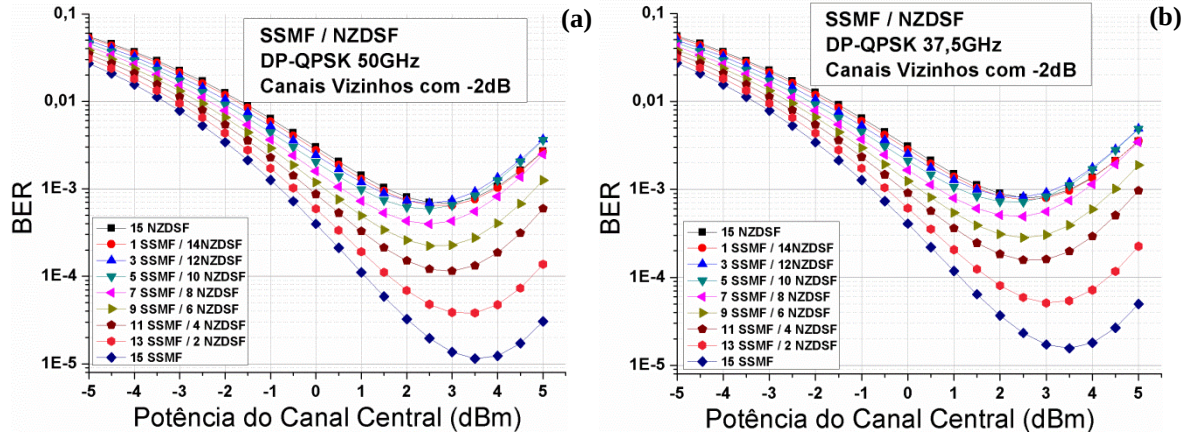


Figura 5.21 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

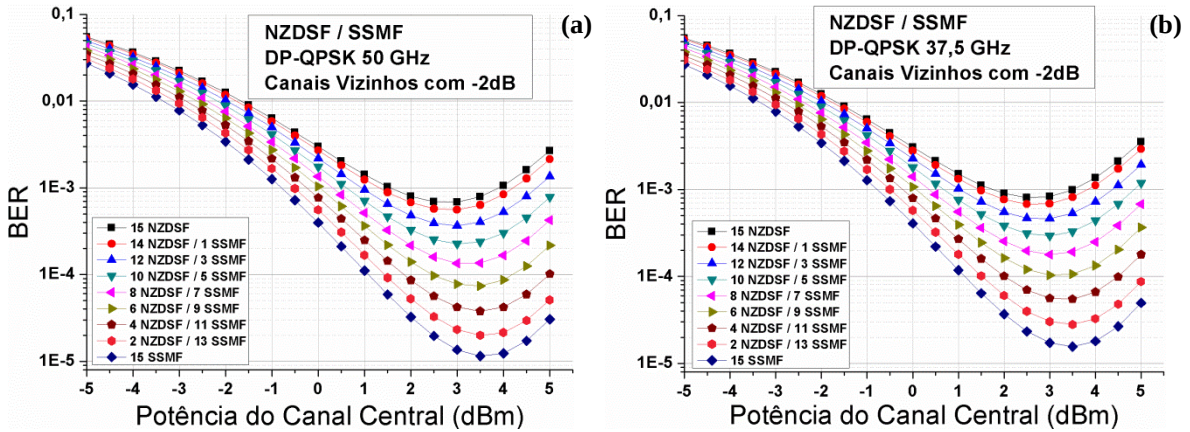


Figura 5.22 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

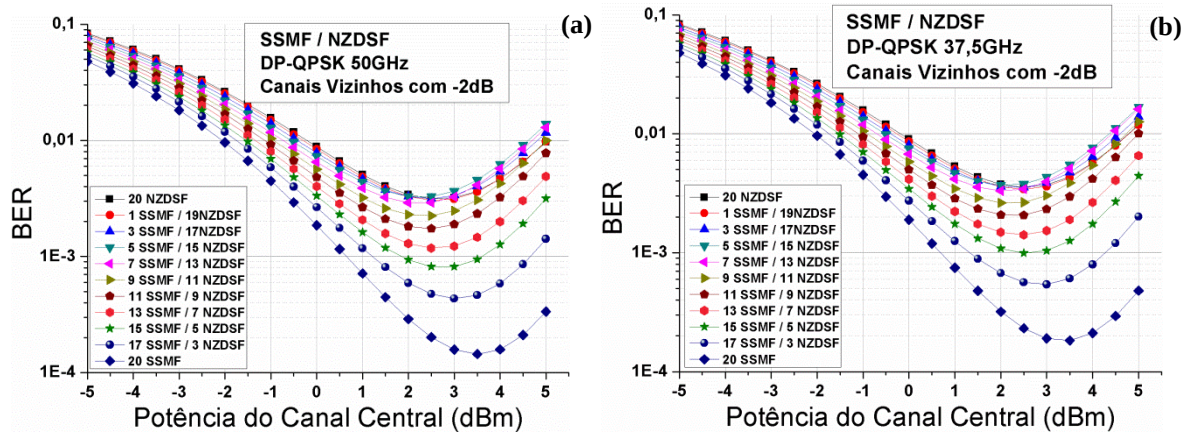
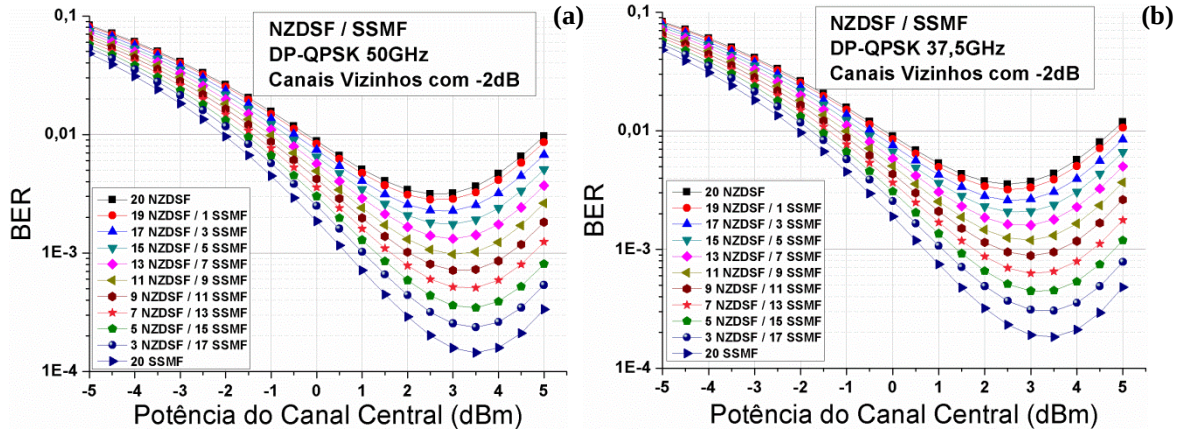


Figura 5.23 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.



Os resultados das Figuras 5.24, 5.25, 5.26 e 5.27 apresentam os gráficos da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, comparados com os resultados da BER das simulações com o sistema homogêneo usando somente SSMF e NZDSF, em relação ao número de trechos. Estes gráficos estão em conformidade com as análises realizadas nas Figuras 5.11, 5.12, 5.13 e 5.14.

Figura 5.24 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

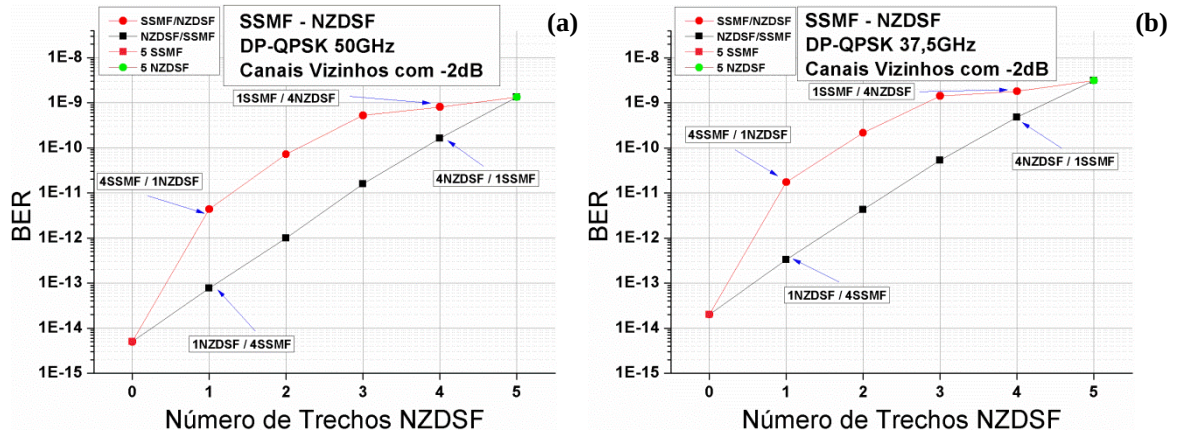


Figura 5.25 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

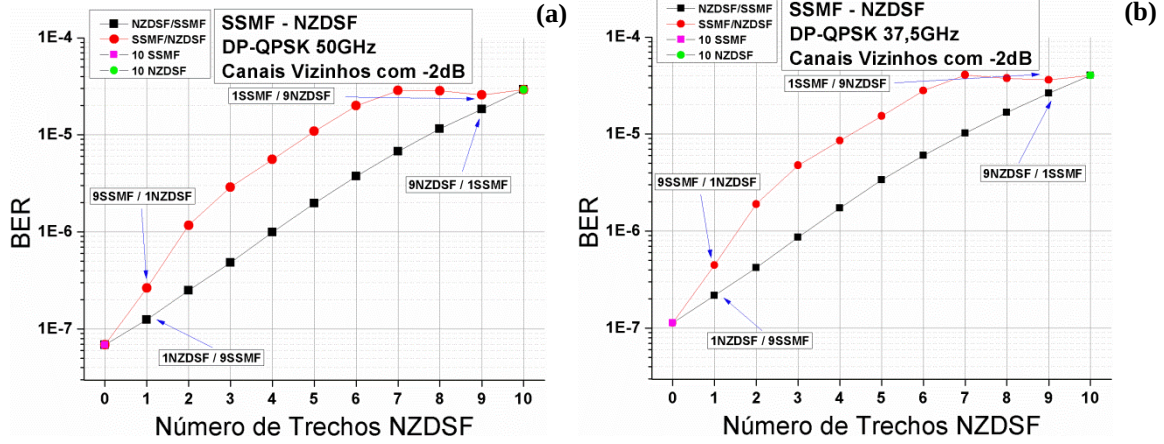


Figura 5.26 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 15 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

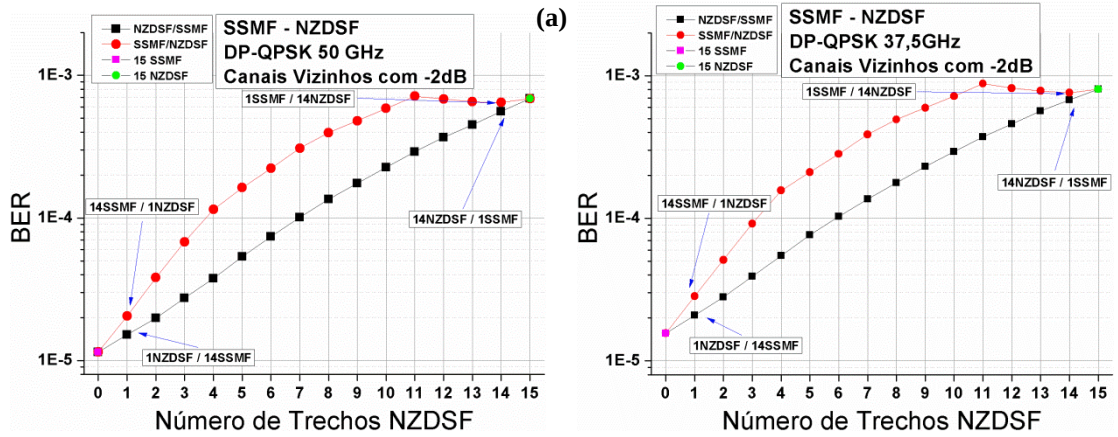
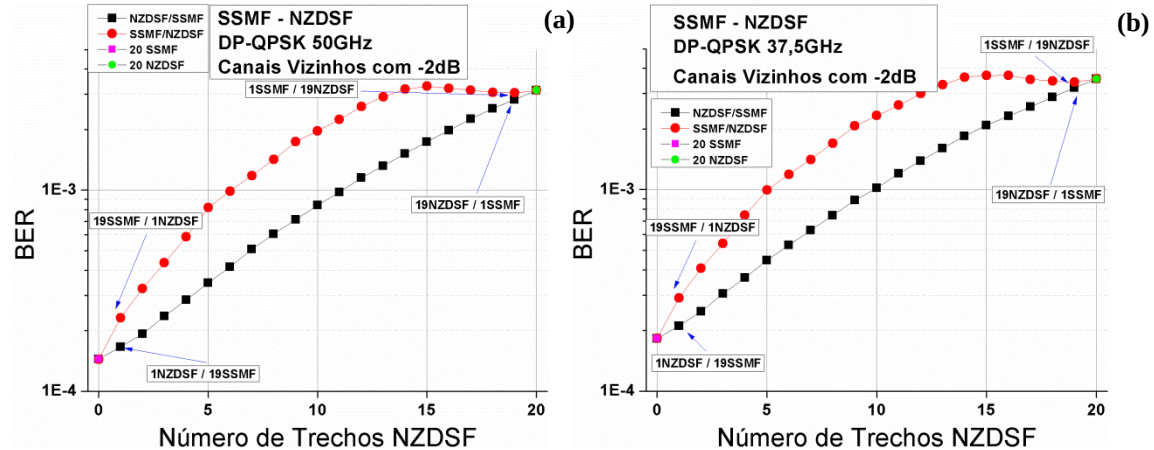


Figura 5.27 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 20 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.



Estes resultados comprovam que a BER diminui no sistema quando a potência do canal central é maior do que a dos canais vizinhos, onde apresenta um resultado melhor quando comparados com a BER com o sistema com potência de lançamento por canal igual entre os canais. Este comportamento está relacionado com o fato dos canais vizinhos possuírem potência de lançamento mais baixa comparado com o canal sob investigação, fazendo com que a contribuição dos efeitos não-lineares das interações entre canais seja menor e como consequência é gerada uma P_{NLIN} menor. Como observado anteriormente, os valores da BER no sistema com espaçamento entre canais de 50 GHz apresentam resultados melhores quando comparados com o sistema com 37,5 GHz de espaçamento entre canais.

Em seguida, ainda com o objetivo de avaliar os comportamentos das curvas quando o canal sob investigação (canal central) tem potência diferente em relação aos canais vizinhos, simulações foram realizadas seguindo a mesma configuração para a modulação DP-QPSK citada na Seção 5.2, com a diferença de que, agora, o canal central (canal sob investigação) possui uma potência de 2 dB a menos em relação aos canais vizinhos.

A Figura 5.28 até a Figura 5.35 apresentam comportamentos semelhantes comparados com os das figuras relativas ao sistema com o canal central com potência de lançamento com 2 dB a mais em relação aos canais vizinhos. Porém, como o sistema possui o canal central com potência de lançamento menor em 2 dB, são verificados resultados em termos da BER piores com relação ao sistema com +2 dB, isso ocorre em todos os cenários. A resposta para essa piora da BER é que a contribuição dos efeitos não-lineares dos canais vizinhos ao canal central são mais fortes e, como consequência, é gerado uma P_{NLIN} maior. Isso decorre das interações dos canais vizinhos com potências maiores em relação ao canal central. É novamente observado um deslocamento do resultado da BER nos pontos de potência ótima em relação à potência de lançamento quando comparados os gráficos da Figura 5.28 até a Figura 5.35 com os gráficos da Figura 5.3 até a Figura 5.10. Contudo, o deslocamento desses pontos é para a região onde as potências de lançamento são menores, ou seja, antes se encontravam entre 1 a 3 dBm passaram para 0 a 2 dBm. Esse comportamento ocorre devido a uma P_{NLIN} maior gerada pela contribuição dos efeitos não-lineares dos canais vizinhos no canal central.

Figura 5.28 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

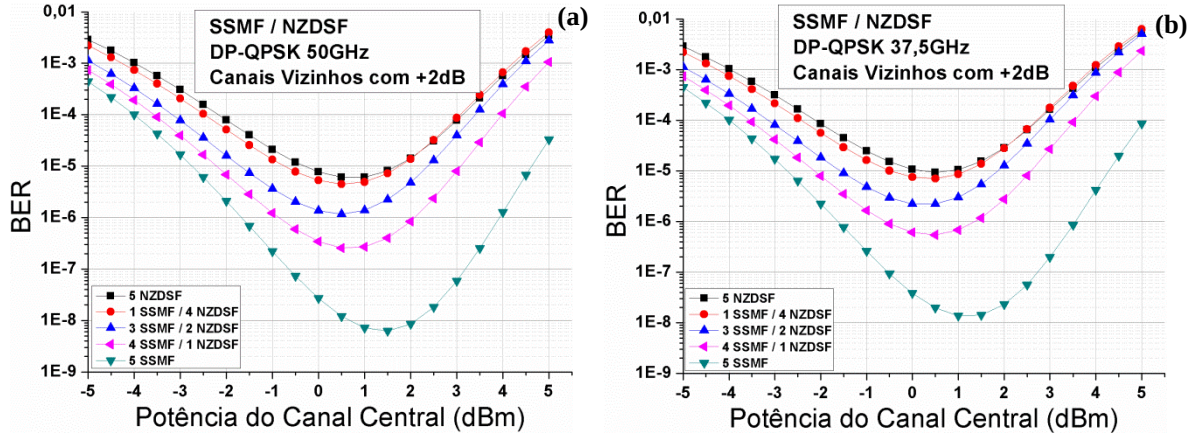


Figura 5.29 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

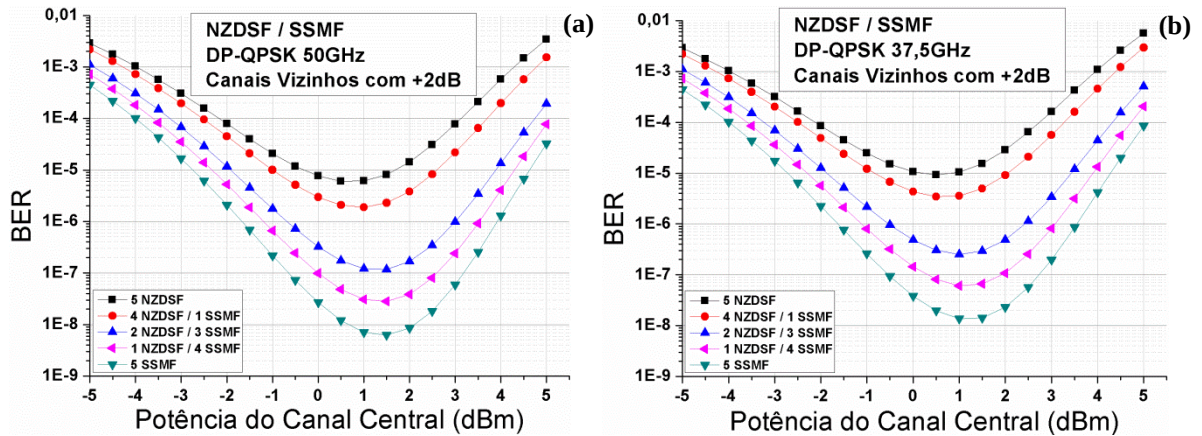


Figura 5.30 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

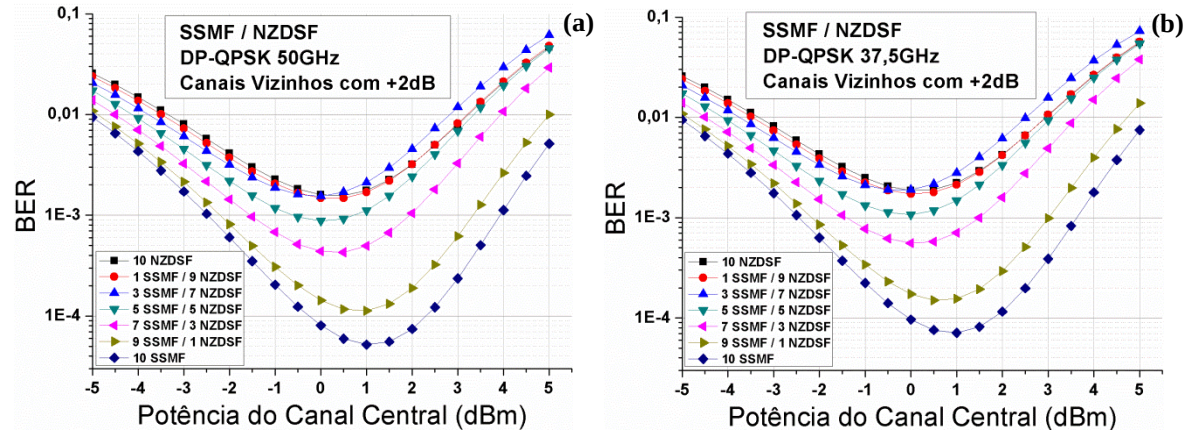


Figura 5.31 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos : (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

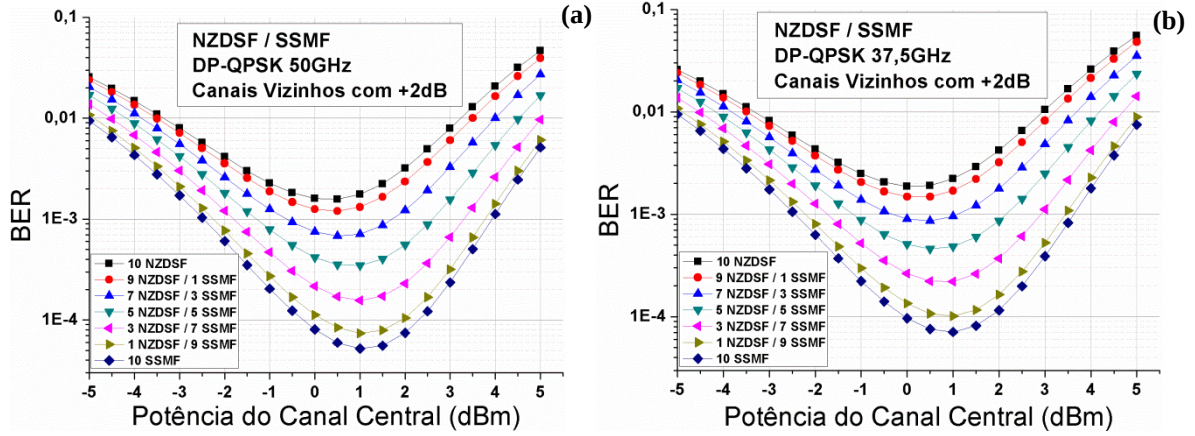


Figura 5.32 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

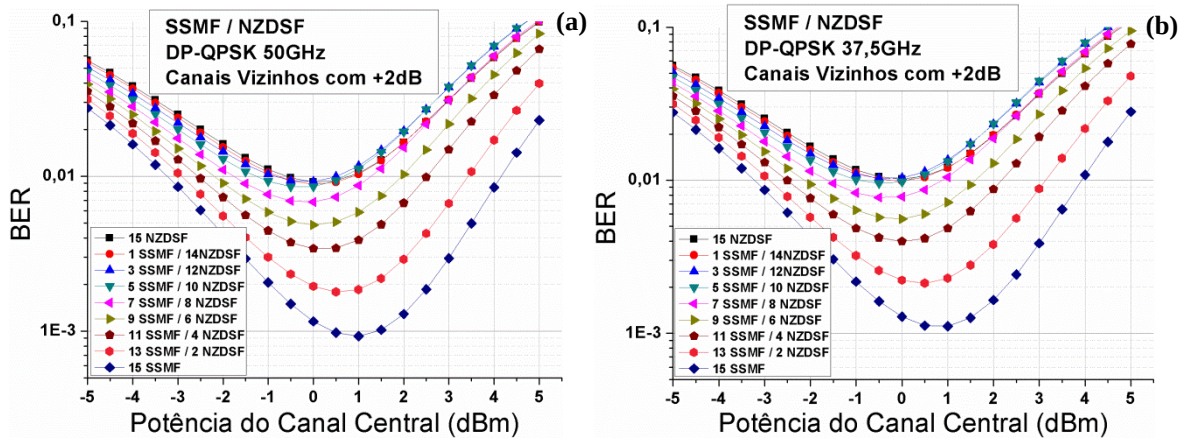


Figura 5.33 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com quinze trechos de 80 km (15 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

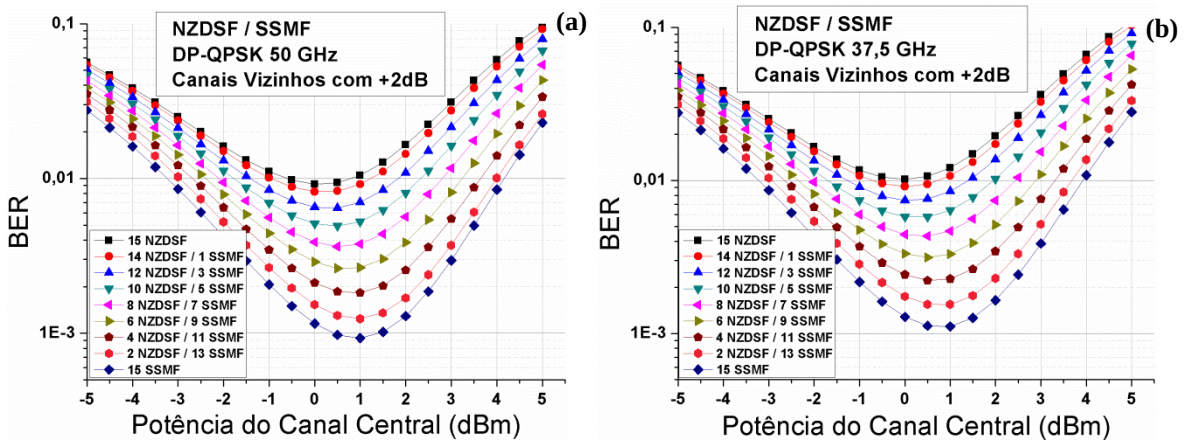


Figura 5.34 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

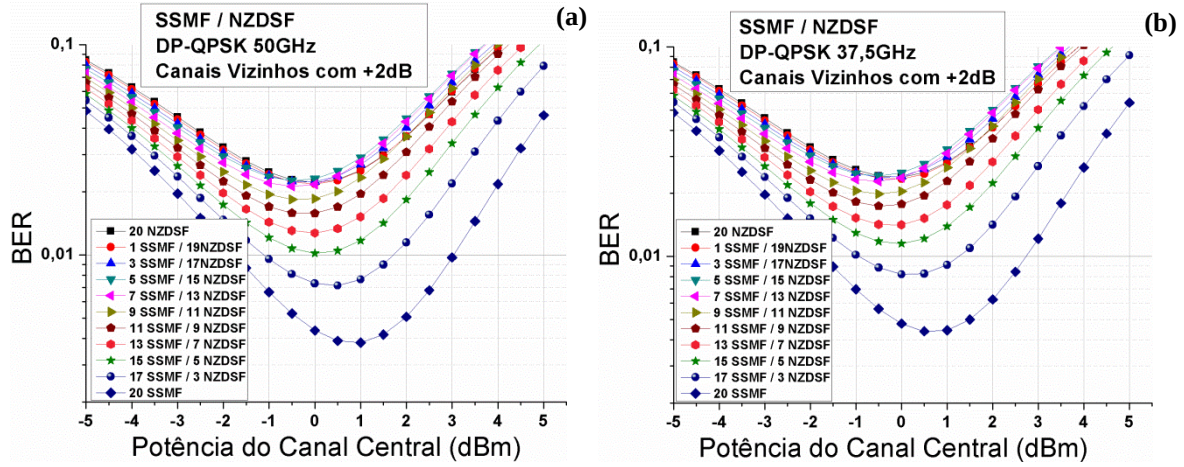
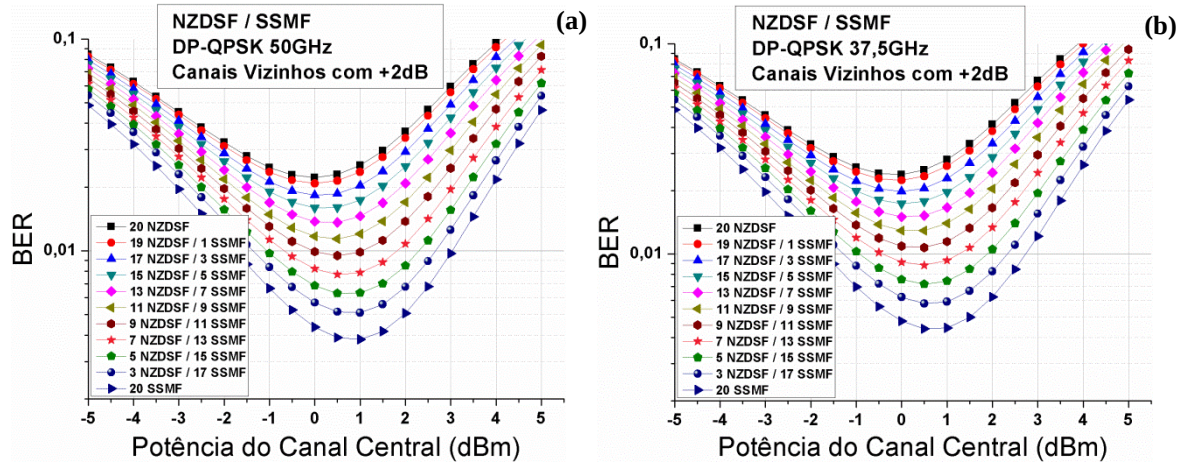


Figura 5.35 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-QPSK com vinte trechos de 80 km (20 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz..



A seguir, são apresentados os gráficos da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, comparados com os resultados das simulações com o sistema homogêneo usando somente SSMF e NZDSF, em função do número de trechos NZDSF. Os resultados apresentados nas Figuras 5.36, 5.37, 5.38 e 5.39 seguem o mesmo padrão das análises efetuadas para o sistema com potência de lançamento por canal plana e com diferença de potência do canal central da dos vizinhos de +2 dB. As Figuras 5.40, 5.41, 5.42 e 5.43 fazem um resumo de todos os resultados da BER em relação ao número de trechos NZDSF para os pontos da potência ótima no sistema com modulação DP-QPSK com potência de lançamento por canal plana, o canal central com potência de +2 dB em relação aos canais vizinhos e o canal central com potência de -2 dB em relação aos canais vizinhos.

Figura 5.36 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

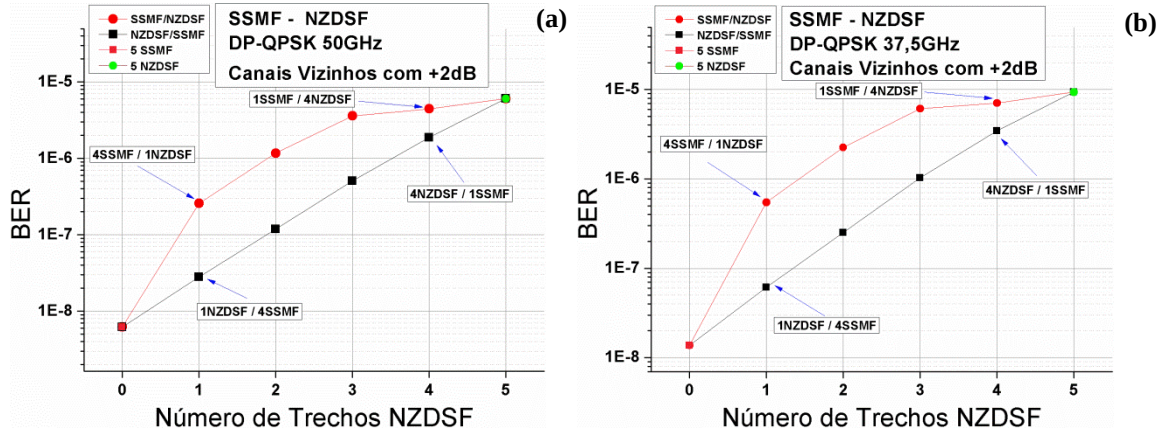


Figura 5.37 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

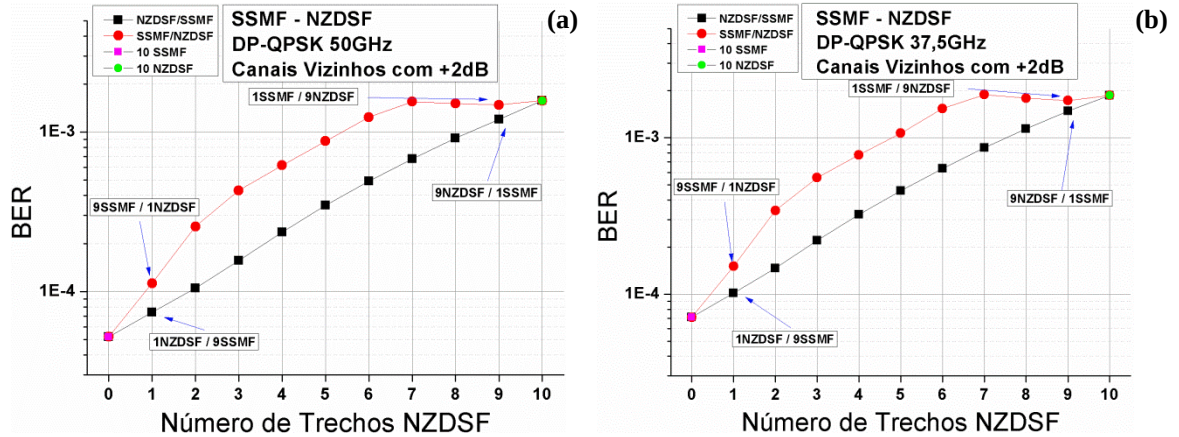


Figura 5.38 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 15 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

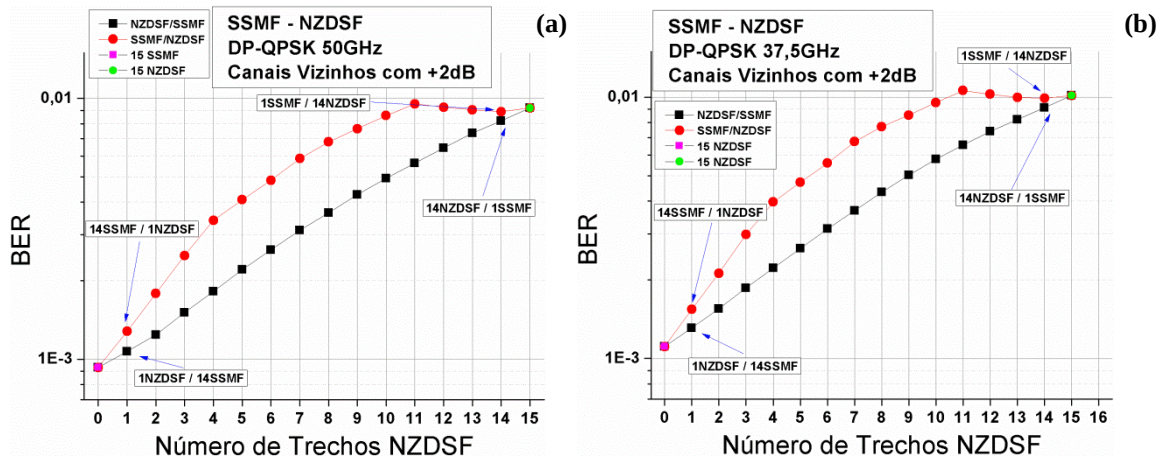


Figura 5.39 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 20 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

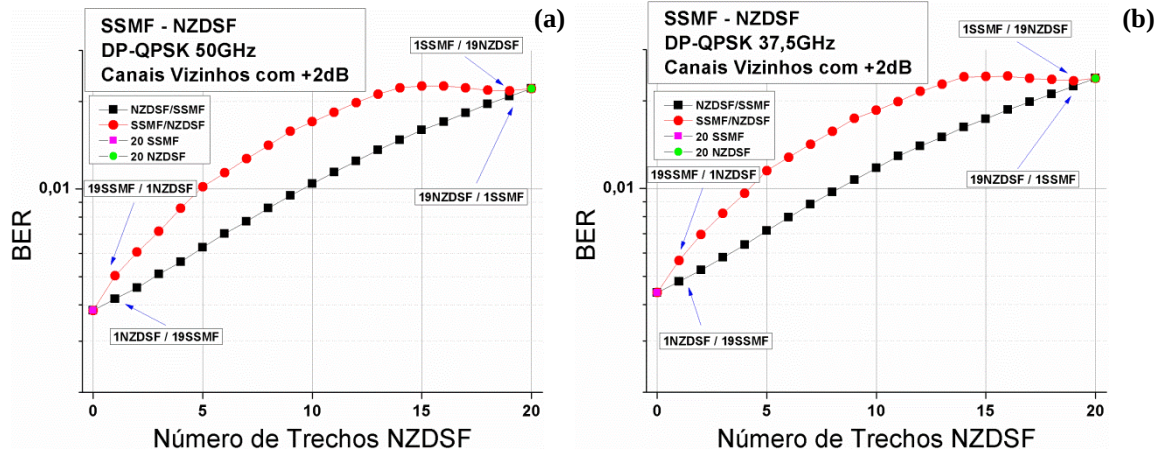


Figura 5.40 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Potência de lançamento igual para todos os canais (linha sólida), potência de lançamento dos canais vizinhos +2 dB (linha com traço e ponto), potência de lançamento dos canais vizinhos -2 dB (linha tracejada).

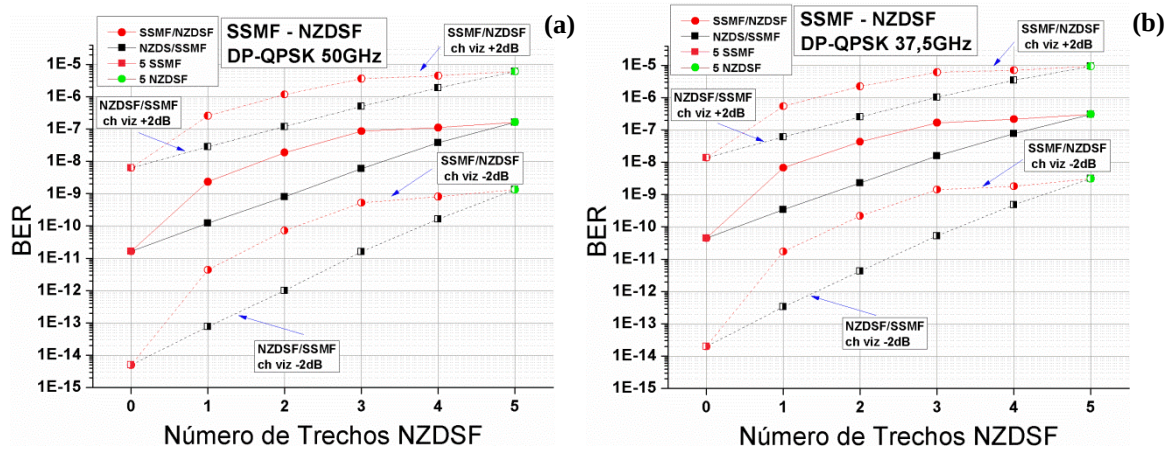


Figura 5.41 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Potência de lançamento igual para todos os canais (linha sólida), potência de lançamento dos canais vizinhos +2 dB (linha com traço e ponto), potência de lançamento dos canais vizinhos -2 dB (linha tracejada).

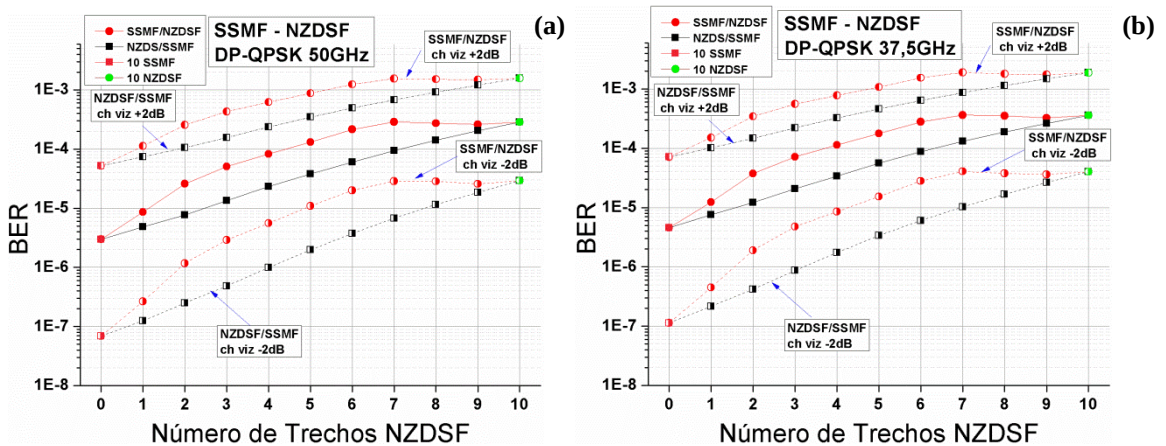


Figura 5.42 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK com 15 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Potência de lançamento igual para todos os canais (linha sólida), potência de lançamento dos canais vizinhos +2 dB (linha com traço e ponto), potência de lançamento dos canais vizinhos -2 dB (linha tracejada).

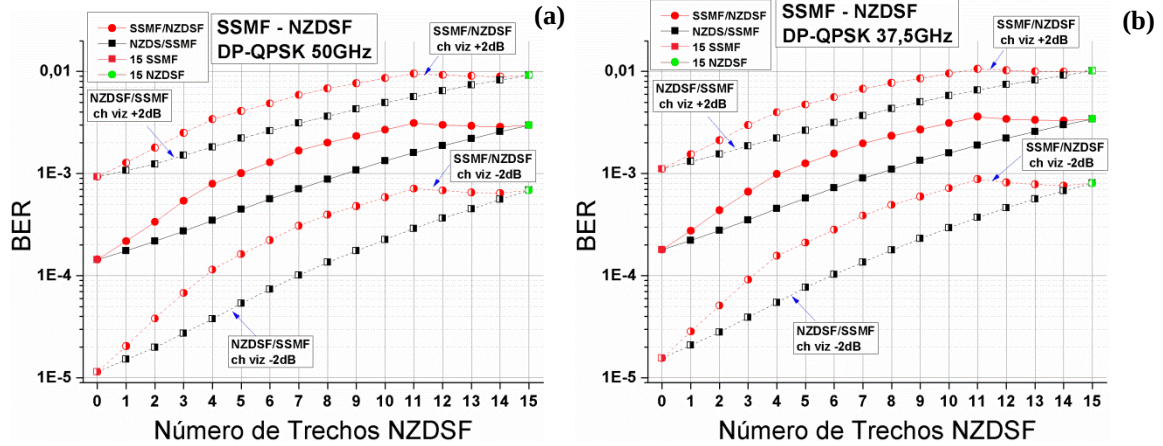
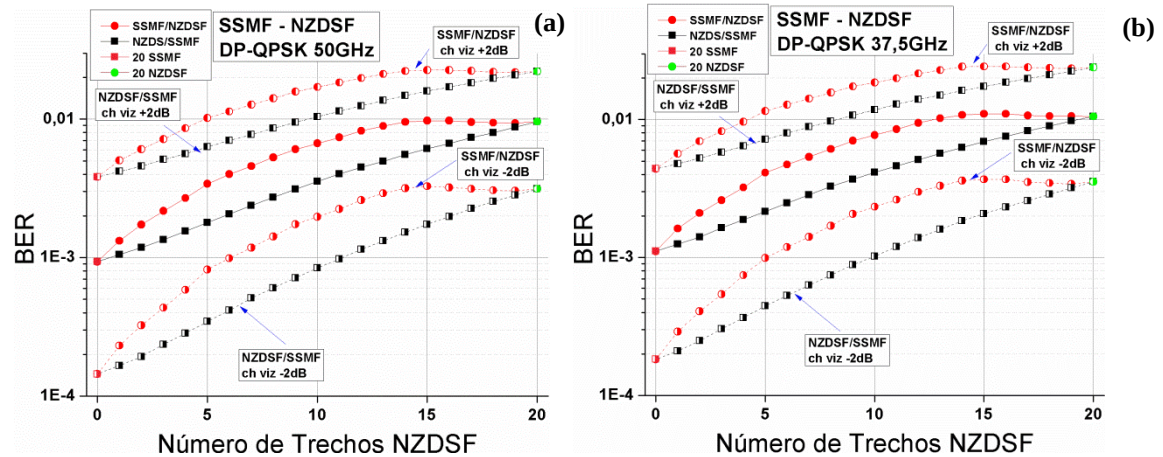
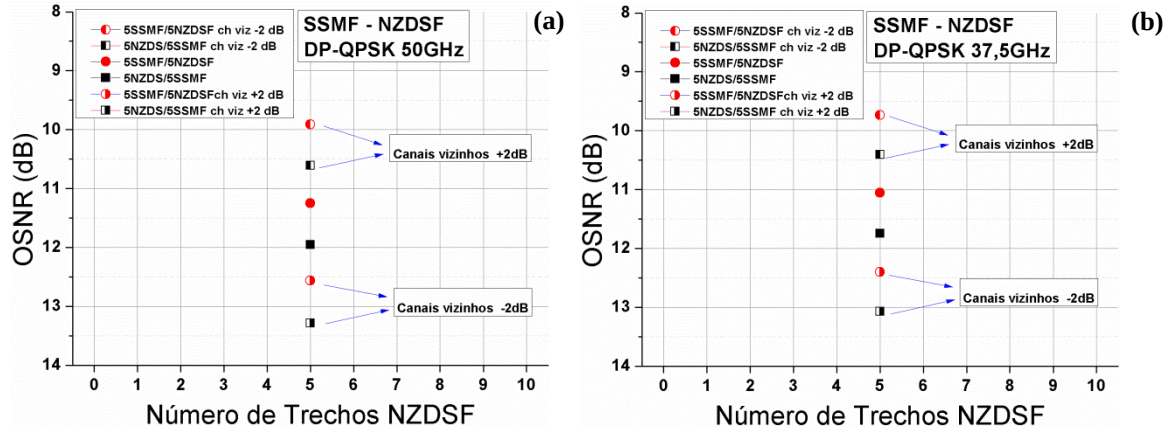


Figura 5.43 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK com 20 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Potência de lançamento igual para todos os canais (linha sólida), potência de lançamento dos canais vizinhos +2 dB (linha com traço e ponto), potência de lançamento dos canais vizinhos -2 dB (linha tracejada).



Os gráficos das Figuras 5.40, 5.41, 5.42 e 5.43 estão de acordo com as análises realizadas anteriormente. Observa-se que o desempenho do sistema configurado com a potência do canal central +2 dB acima em relação com as potências dos canais vizinhos é melhor, em termo do valor da BER, do que os outros cenários. Este comportamento também é verificado quando a análise é feita em termo da OSNR. Por exemplo, ao se analisar o cenário da Figura 5.42 em termos da OSNR em relação ao número de trechos NZDSF, quando são analisados os pontos das curvas das simulações 5SSMF/5NZDSF e 5NZDSF/5SSMF, é observado comportamento semelhante conforme Figura 5.44. Novamente, é observado que o cenário com espaçamento entre canais de 50 GHz apresenta resultados melhores (maiores OSNR) em relação ao cenário com espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

Figura 5.44 – Valores da OSNR do sistema heterogêneo 5SSMF-5NZDSF/5NZDSF-5SSMF: (a) com espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.



5.4 Simulações e resultados DP-16QAM

As simulações realizadas com o sistema utilizando a modulação DP-16QAM seguiram as configurações descritas nas Seções 5.1 e 5.2. As análises efetuadas na Figura 5.45 até a Figura 5.48 são semelhantes com as das Figuras 5.3 até a Figura 5.6. Nos resultados do sistema com a modulação DP-16QAM, os pontos de potência ótima estão entre -2 a 0 dBm na potência de lançamento por canal enquanto que na modulação DP-QPSK os pontos de potência ótima decrescem para potências entre -1 e 3 dBm. Além disso, os resultados da BER nos mesmos pontos de potência ótima são piores com a modulação DP-16QAM quando comparados no mesmo cenário com a modulação DP-QPSK. A explicação para este comportamento é que a modulação DP-16QAM é mais suscetível aos efeitos não-lineares, porque a modulação ocorre tanto na amplitude como na fase. Este comportamento demonstra uma dependência do NLIN com o formato de modulação.

Ao analisar o comportamento do sistema com modulação DP-16QAM com a potência do canal central com +2 dB acima da dos canais vizinhos, conforme a Figura 5.49 até a Figura 5.52, e com -2 dB abaixo da dos canais vizinhos, conforme a Figura 5.53 até a Figura 5.56, têm-se as mesmas conclusões da Seção 5.3 para 5 trechos e 10 trechos. Por exemplo, no sistema DP-16QAM com a potência de lançamento por canal plana, os pontos de potência ótima estão entre -2 a 0 dBm. Na potência do canal central com -2 dB em relação aos canais vizinhos, os pontos de potência ótima aumentam para -1 a 1 dBm. No caso da potência de lançamento com +2 dB do canal central em relação aos canais vizinhos, os pontos de potência ótima diminuem para -4 a -2 dBm. Sempre os resultados com espaçamento entre canais de

50 GHz apresentam valores da BER menores em relação ao cenário com espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

Figura 5.45 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5×80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

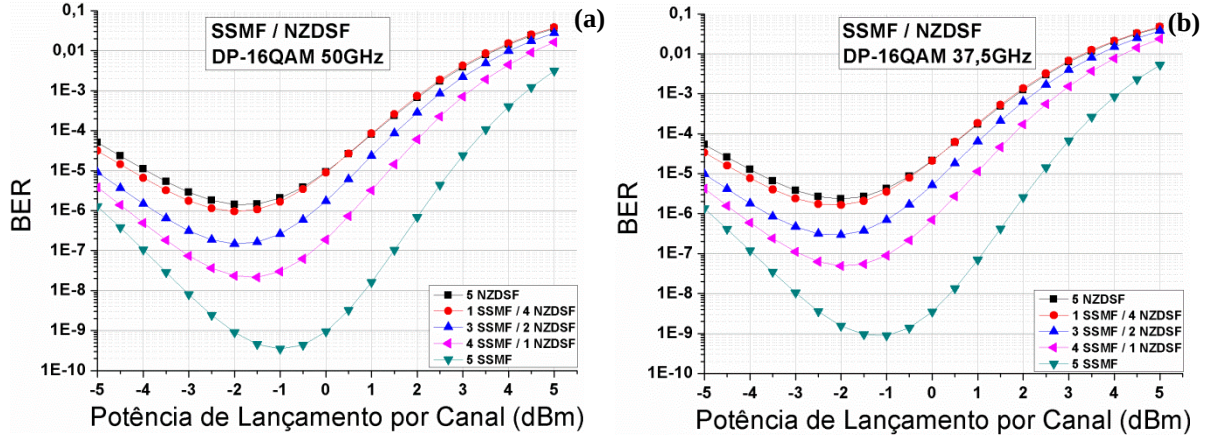


Figura 5.46 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5×80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

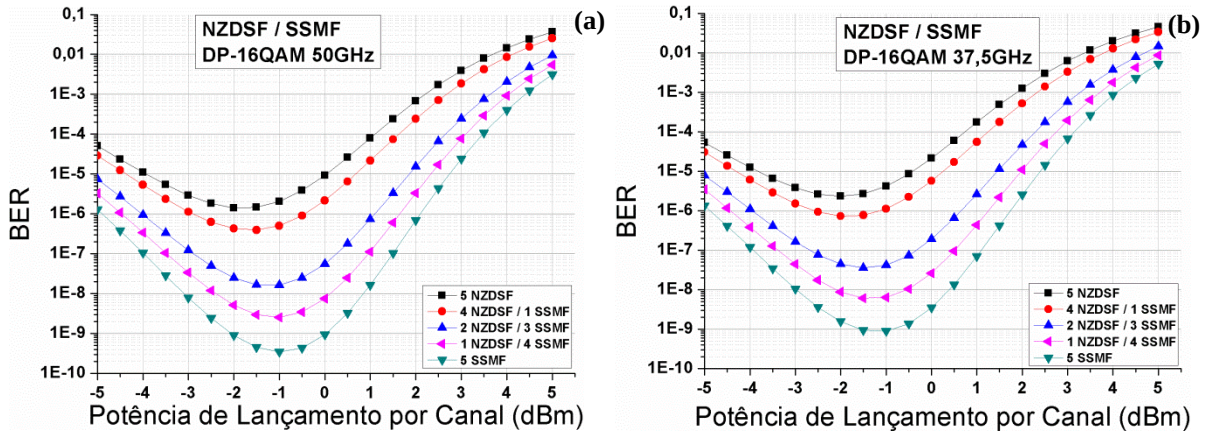


Figura 5.47 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10×80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

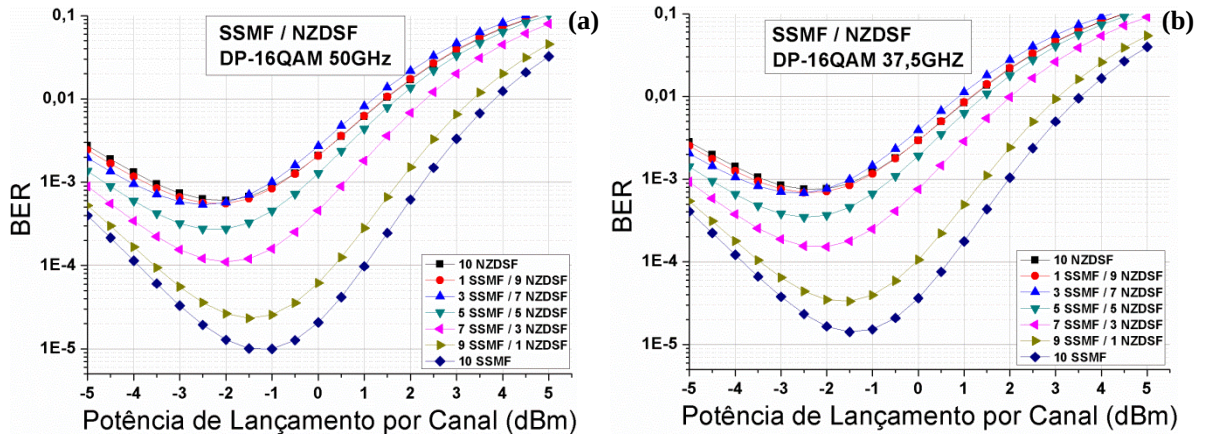


Figura 5.48 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km): (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

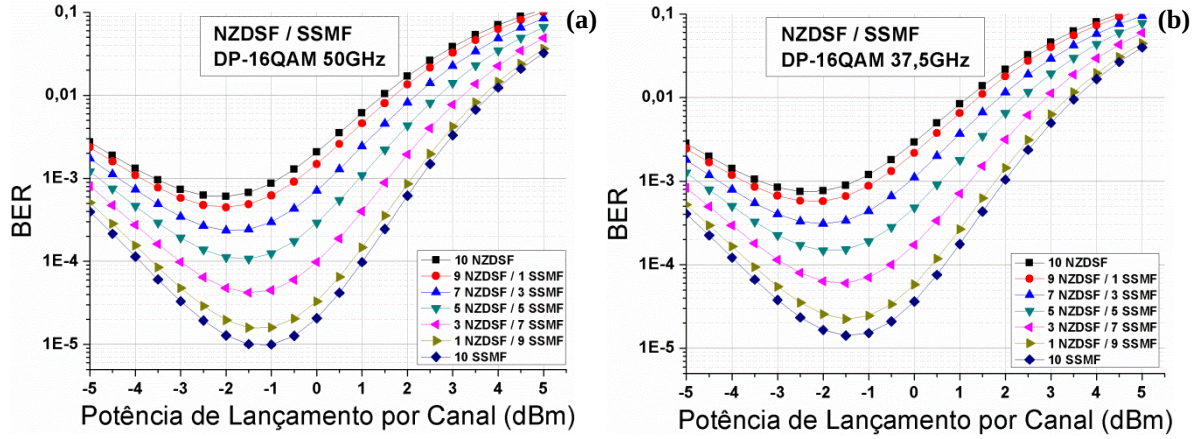


Figura 5.49 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

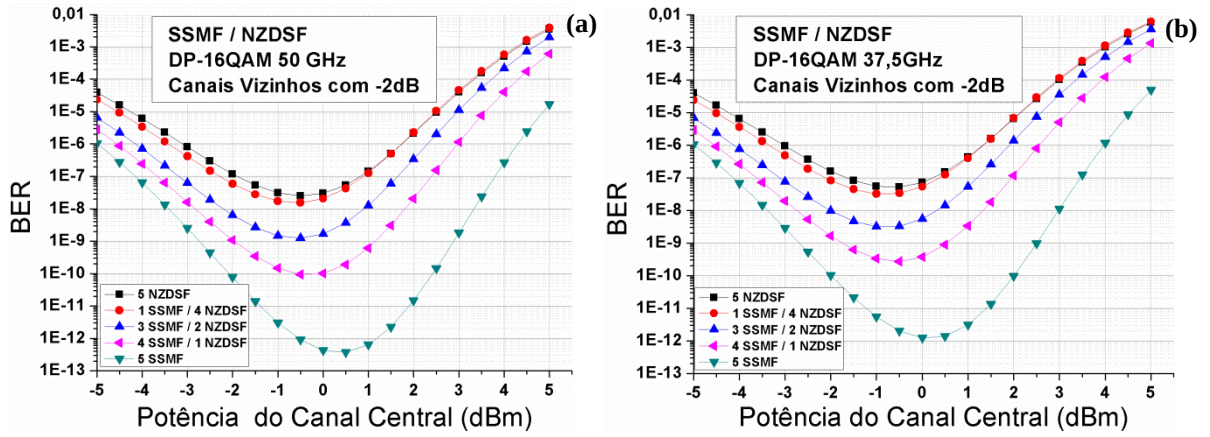


Figura 5.50 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

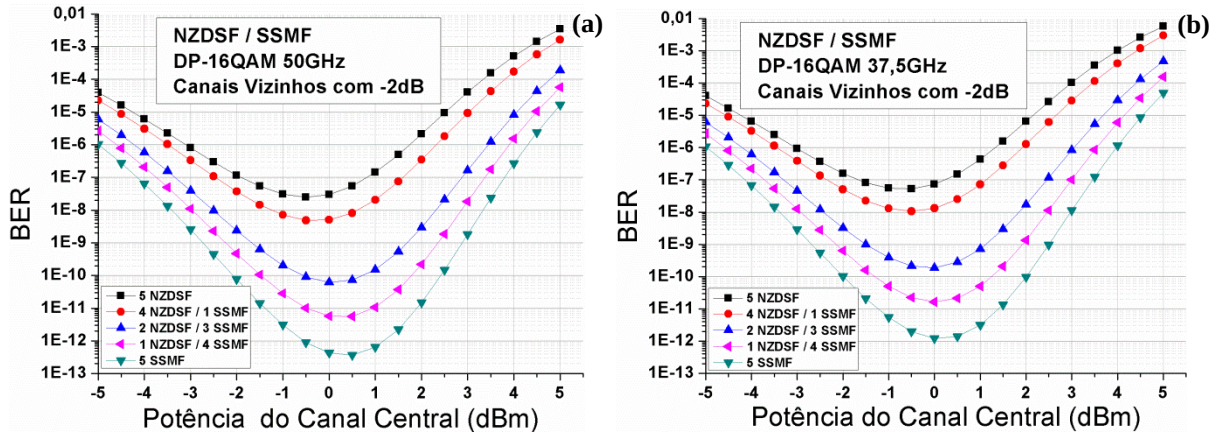


Figura 5.51 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

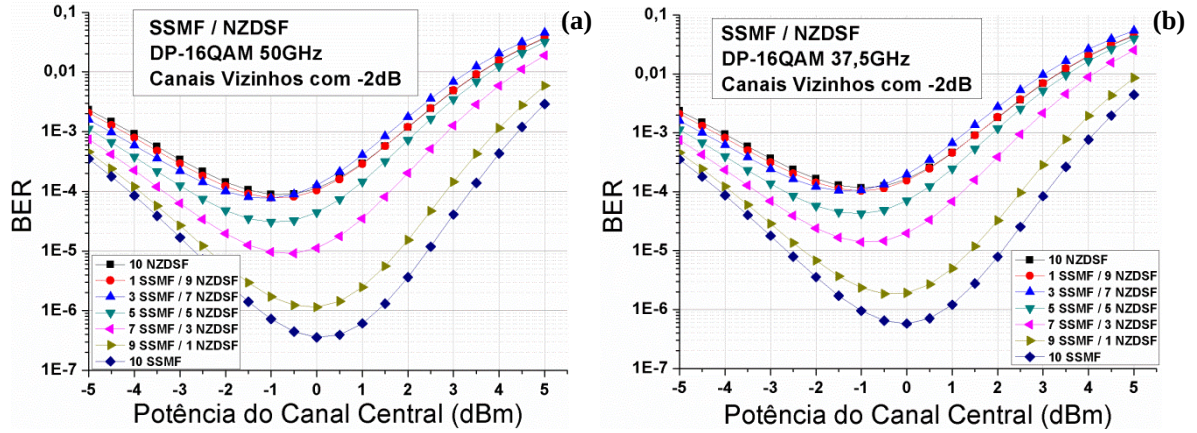


Figura 5.52 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central +2 dB acima da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

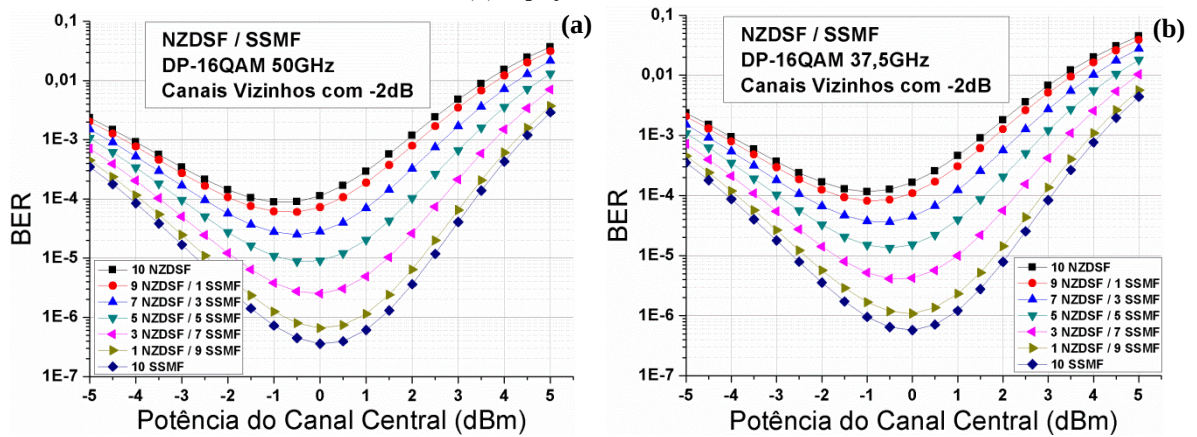


Figura 5.53 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

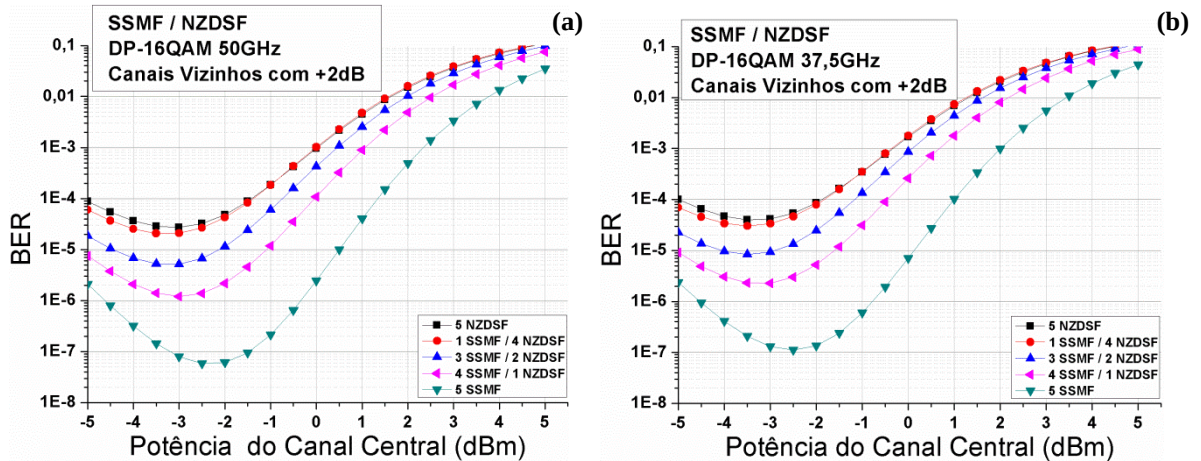


Figura 5.54 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com cinco trechos de 80 km (5 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

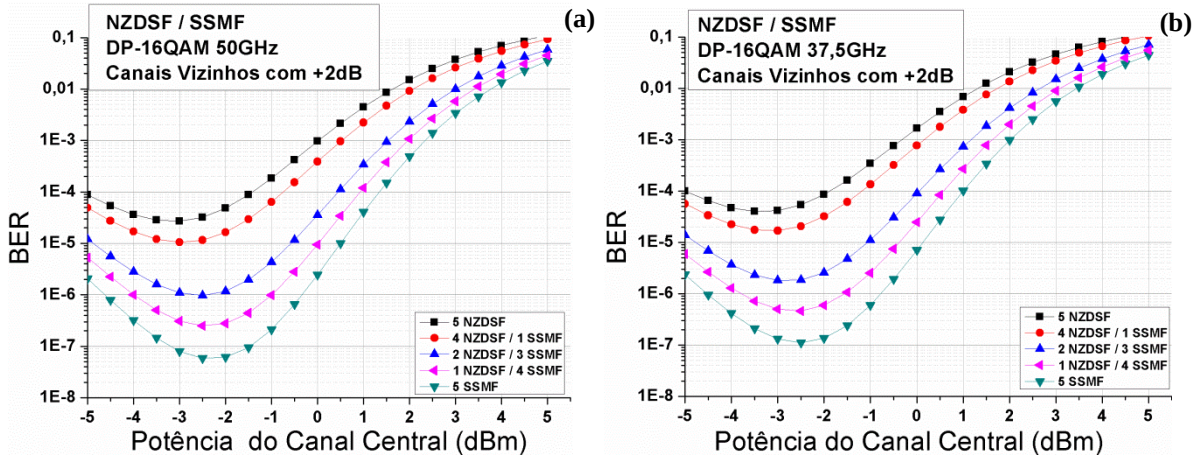


Figura 5.55 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos SSMF/NZDSF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.

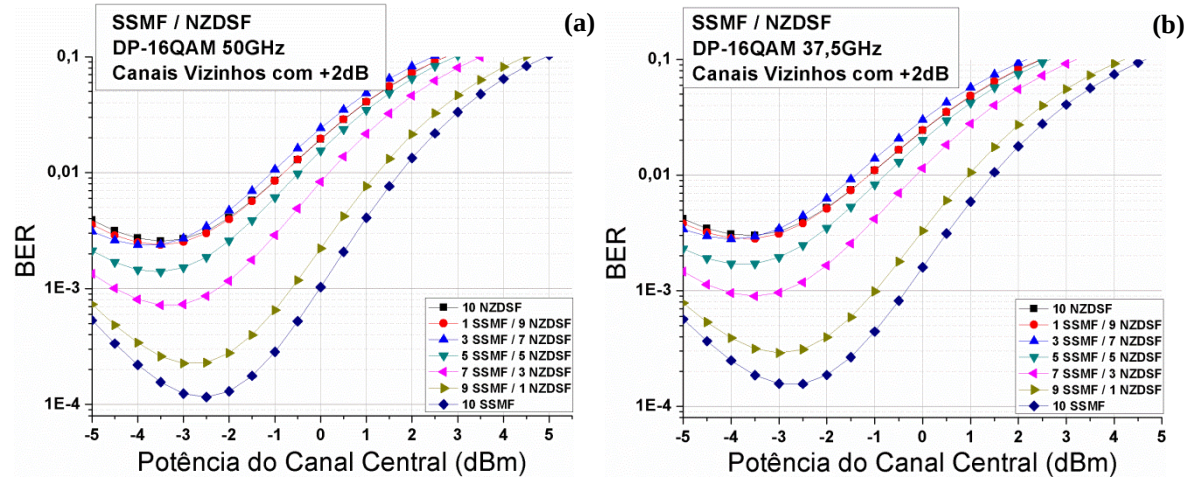
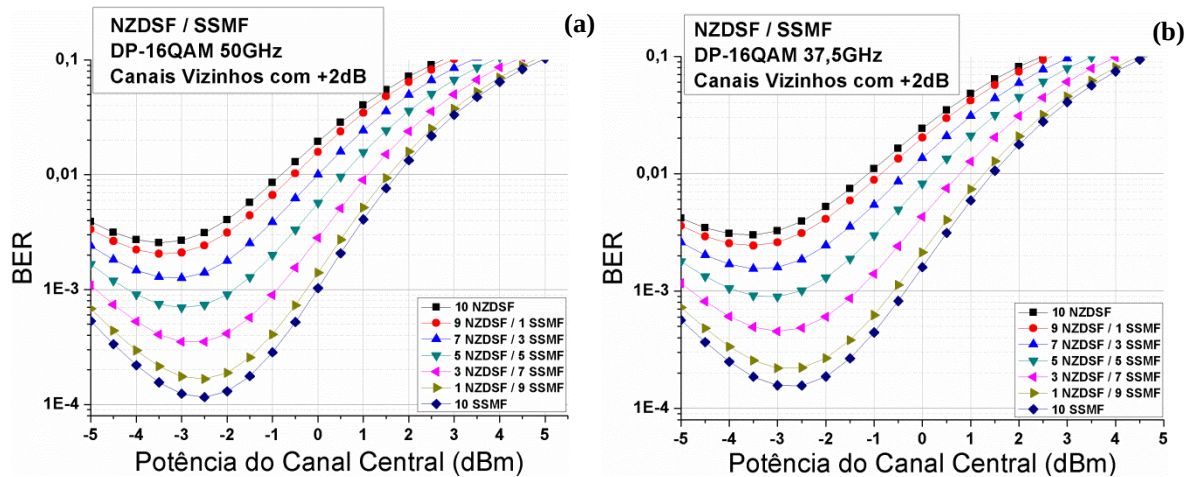


Figura 5.56 – Potências ópticas em sistemas heterogêneos NZDSF/SSMF DP-16QAM com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) com potência do canal central -2 dB abaixo da dos canais vizinhos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz.



Os resultados apresentados na Figura 5.57 até a Figura 5.62 seguem o mesmo padrão das análises efetuadas para o sistema com potência de lançamento por canal plana, potência do canal central +2 dB e potência do canal central -2 dB da Seção 5.3.

Figura 5.57 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

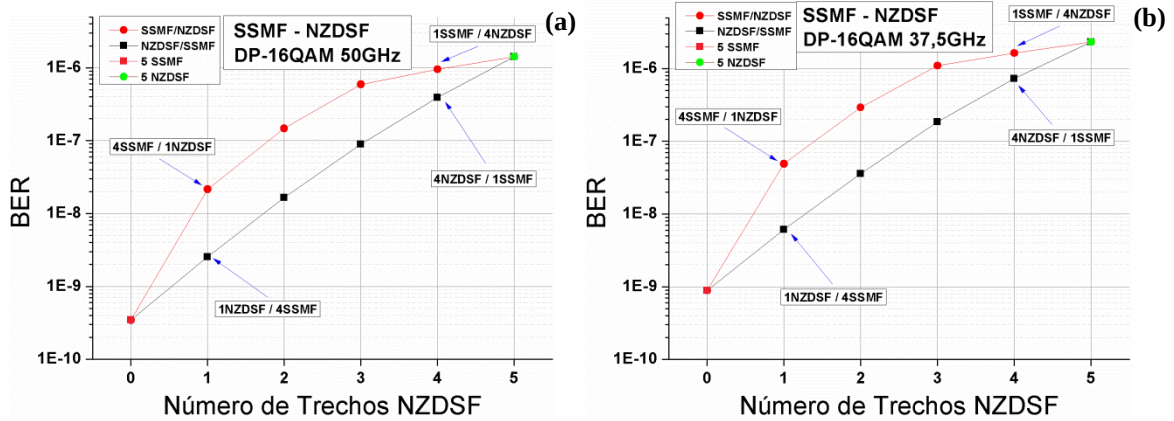


Figura 5.58 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-QPSK comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

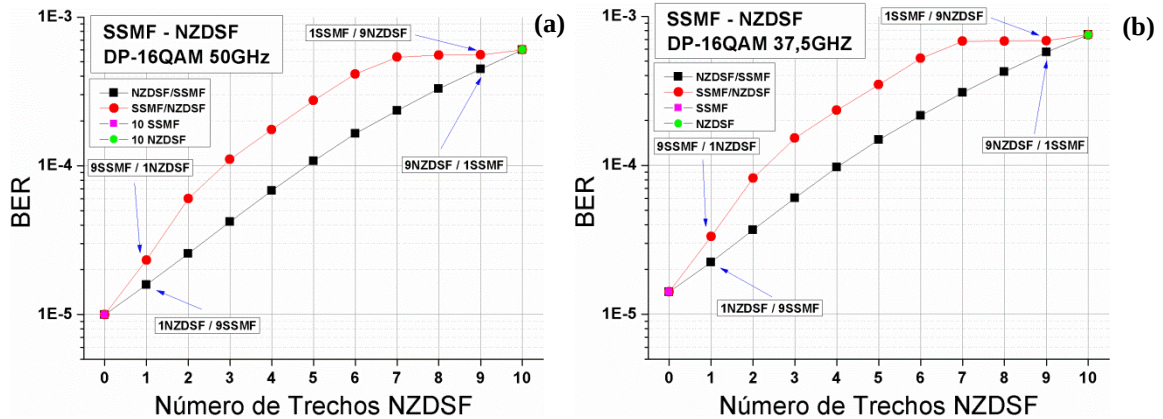


Figura 5.59 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

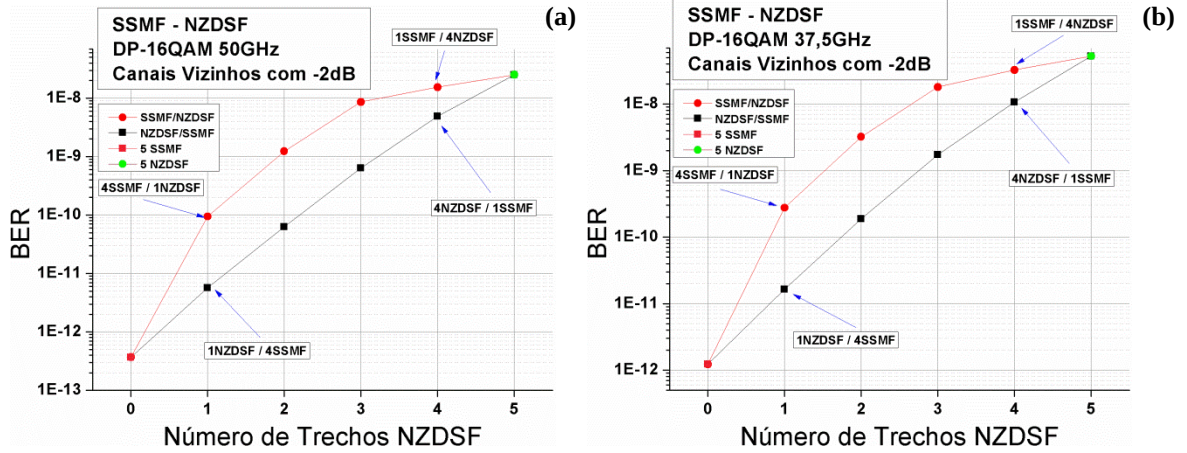


Figura 5.60 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM, com potência do canal central +2 dB em relação aos canais vizinhos com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

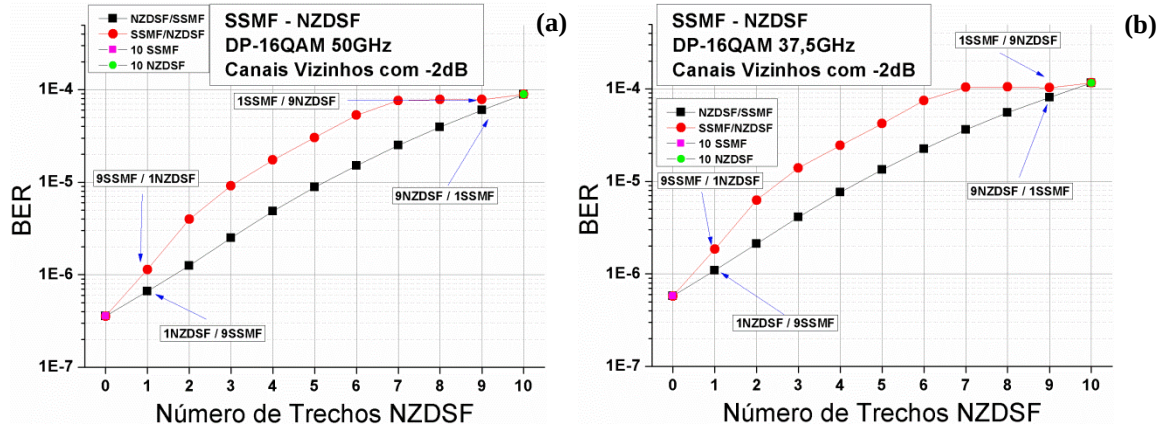


Figura 5.61 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 5 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

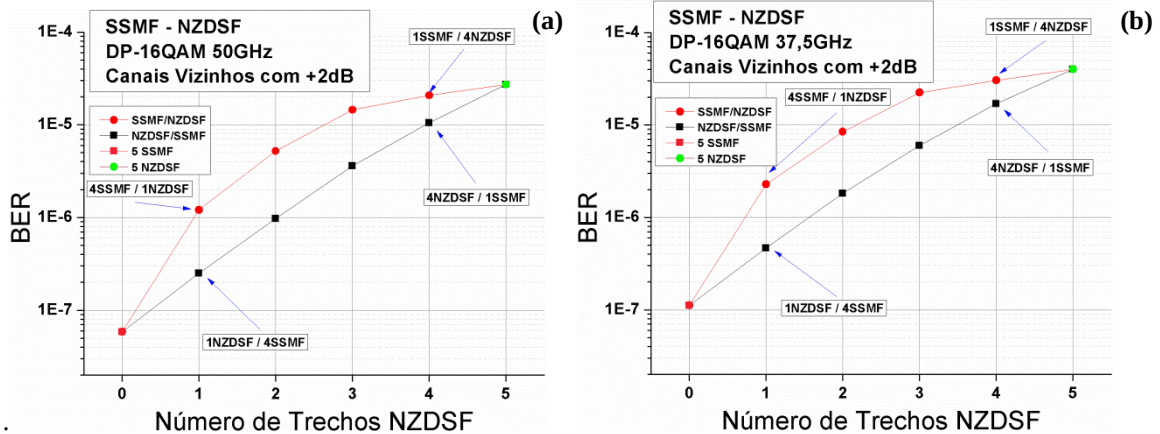
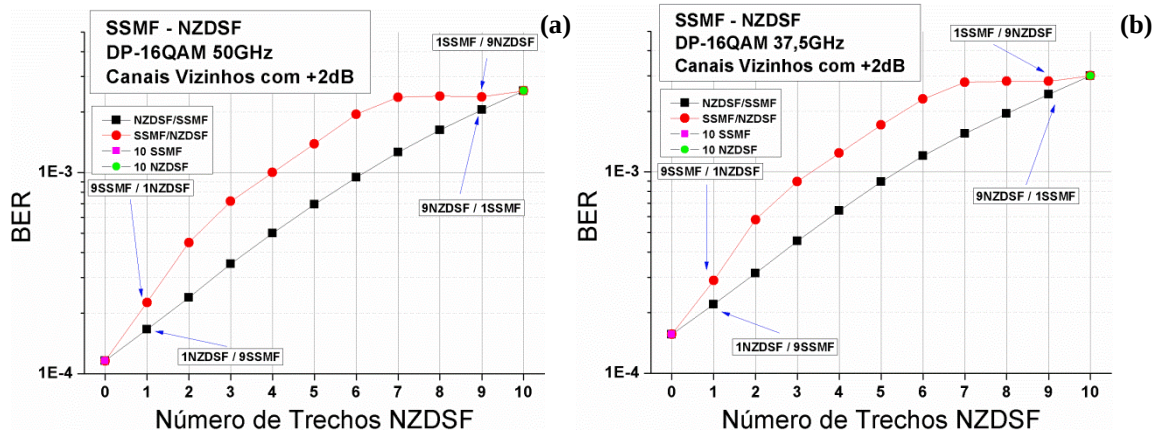


Figura 5.62 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM, com potência do canal central -2 dB em relação aos canais vizinhos com 10 trechos: (a) espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) espaçamento entre canais de 37,5 GHz. O quadrado preto representa o sinal que se propaga primeiro por trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o sinal que se propaga primeiro por trechos SSMF.

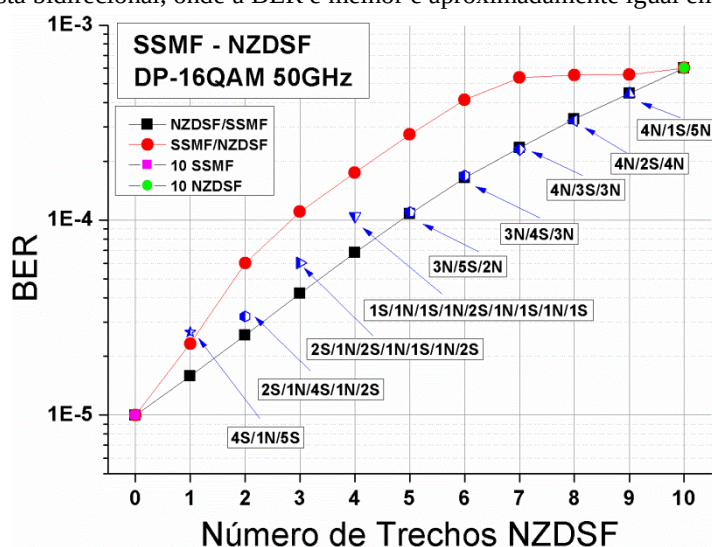


5.5 Impacto da combinação de tipo de fibra em sistemas ópticos heterogêneo

Até agora, foi mostrado os resultados de simulações de enlaces heterogêneos nos quais os trechos de um tipo de fibra estavam concentrados em um lado do enlace e os trechos do outro tipo de fibra estavam concentrados no outro lado. Esse cenário não é justo em sistemas bidirecionais, em que se verifica que o desempenho depende do sentido de propagação do sinal. Portanto, foram realizadas simulações alternando as posições dos tipos de fibra no enlace, tal que a BER fosse igual em ambos os sentidos de propagação do sinal e também fosse a melhor possível. Nas Seções 5.2, 5.3 e 5.4, foram mostrados os resultados do arranjo de tipos de fibra no enlace que apresenta a mais justa e a menor BER em uma abordagem bidirecional, dado um certo número de trechos de tipo de fibra. Tais resultados são mostrados na Figura 5.63 e são referentes às simulações realizadas com o sistema óptico representado na Figura 5.1, com modulação DP-16QAM, 50GHz de espaçamento entre canais e 10 trechos. O gráfico mostra a BER nos pontos de potência de lançamento ótima (ver Figuras 5.47(a), 5.48(a) e 5.58(a)) em relação ao número de trechos NZDSF em um *link* com SSMF e NZDSF. Os resultados dos gráfico para os casos com trechos concentrados (quadrados pretos e círculos vermelhos) e para os mais justos e melhores arranjos em uma abordagem bidirecional (símbolos azul e branco) são mostrados. A indicação no formato " $nN / mS / pN$ " representa a forma como as fibras estão dispostas no enlace, onde n , m e p representam a quantidade de trechos utilizadas em cada combinação e $n + m + p = 10$, N significa NZDSF e S significa SSMF. Os resultados mostram que a melhor solução permanece a do sinal se propagar primeiro através de NZDSF (quadrados pretos), isto é, fibras com menor dispersão cromática, do que o inverso (círculos vermelhos) nos casos de extensões concentradas. Os melhores

arranjos que otimizam a transmissão bidirecional tendem a ser aqueles em que os trechos NZDSF estão igualmente concentrados nas extremidades do *link* e os trechos SSMF estão concentrados no centro do *link*. Quando o número de intervalos NZDSF é igual ou superior à metade do número de trechos no *link*, os melhores arranjos funcionam de forma semelhante aos concentrados na direção NZDSF/SSMF.

Figura 5.63 – Valores da BER para as potências ótimas do sistema heterogêneo SSMF-NZDSF DP-16QAM comparadas com potências ótimas do sistema homogêneo SSMF e NZDSF com dez trechos de 80 km (10 x 80 km) e espaçamento entre canais de 50 GHz. O quadrado preto representa o caso em que o sinal se propaga primeiro nos trechos NZDSF. O círculo vermelho representa o caso onde o sinal se propaga primeiro nos trechos SSMF. Os símbolos azul e branco isolados representam o caso mais justo de arranjo de tipo de fibra de um ponto de vista bidirecional, onde a BER é melhor e aproximadamente igual em ambas as direções.



CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi estudada a interação entre a dispersão cromática e efeitos não-lineares na fibra para sistemas de transmissão óptica com dois tipos de fibra num mesmo enlace, modulação DP-QPSK ou DP-16QAM e espaçamento entre canais de 50 GHz e 37,5 GHz. Foi apresentada uma configuração de um sistema constituído de dois tipos de fibra: SSMF e NZDSF. Através de simulações, foi demonstrado que o desempenho de *links* bidirecionais sem compensação da dispersão ao longo do enlace depende significativamente da ordem das duas fibras no caminho óptico de transmissão.

As Figuras onde o valor da BER foi plotada em relação à potência de lançamento por canal mostram os resultados das simulações para enlaces compostos com fibras do tipo SSMF e NZDSF, modulação DP-QPSK ou DP-16QAM e espaçamento entre canais de 50 GHz e 37,5 GHz. Estes resultados mostram que, à medida que o sinal se propaga através do *link* começando a partir de NZDSF homogêneo e aumentam o número de trechos SSMF até se tornar SSMF homogêneo a BER diminui. A mesma análise pode ser feita quando o sinal se propaga através do *link* começando a partir de SSMF homogêneo e o número de trechos NZDSF crescem até se tornar NZDSF homogêneo a BER aumenta. Esse comportamento deve-se ao fato de as fibras NZDSF terem maior coeficiente não-linear, menor dispersão e um coeficiente de atenuação maior, implicando um maior ruído ASE.

Em todos os gráficos com modulação DP-QPSK ou 16-QAM e espaçamento entre canais de 50 GHz e 37,5 GHz, pode-se notar que a potência de entrada da fibra SSMF que resulta na menor BER é maior em comparação com a fibra da NZDSF. Isso reflete uma maior tolerância aos efeitos não-lineares da fibra SSMF em relação à fibra NZDSF. A diferença entre as curvas do sistema homogêneo com NZDSF em relação às com SSMF é que a fibra NZDSF apresenta um coeficiente de dispersão cromática, D , muito mais baixo do que a SSMF e um coeficiente não-linear mais alto. Nas simulações realizadas no cenário com espaçamento entre canais de 50 GHz, os gráficos apresentam sempre melhores resultados (menor BER) quando comparados no mesmo cenário com simulações realizadas com espaçamento entre canais de 37,5 GHz. Isto ocorre devido a uma maior aproximação entre os canais, ou seja, quanto mais próximos os canais estiverem, maior será a interação entre os canais, o que torna os efeitos não-lineares mais fortes. Com isso, a contribuição do NLIN será maior, o que aumenta a P_{NLIN} , degrada a OSNR e, como consequência, piora a BER. À medida que o número de trechos aumenta, a BER piora. Nos casos em que o enlace possui 20

trechos, é verificado que os valores da BER já estão bem acima do valor especificado, 10^{-4} dB, para o sistema proposto neste trabalho. Isto ocorre devido a interação dos canais propagados com a fibra, ocasionando o surgimento dos efeitos não-lineares tais como XPM e SPM, isso permite um tempo mais longo de interação entre canais. Em outras palavras, quanto maior for o comprimento do enlace, maior será a interação dos canais com o meio propagado e mais longo será o tempo de interação entre os canais, contribuindo para o aumento da P_{NLIN} .

À medida que o número de trechos com SSMF cresce e a NZDSF decresce, a BER do sistema melhora. Quando o sistema é iniciado com NZDSF, é verificada a melhor BER nos pontos de potência ótima. Nesse caso, estudos apontam que a dispersão acumulada e o parâmetro da PAPR na entrada das fibras NZDSF é maior quando comparado com o sistema iniciado com a fibra NZDSF. Consequentemente, a BER será pior para sistemas iniciados com SSMF devido à alta PAPR na entrada das fibras NZDSF. Contudo, mais simulações são necessárias para investigar este comportamento. Verifica-se, em todas as figuras, que as curvas que representam o sinal se propagando primeiro através da fibra SSMF e depois pela fibra NZDSF tendem a saturar no final do enlace, o mesmo não acontece quando o sinal propaga-se primeiro pela fibra NZDSF e depois pela fibra SSMF. É observado que, nos pontos onde a quantidade das fibras SSMF é igual à quantidade de fibras NZDSF, a distância entre as curvas de melhor potência com o sistema começando com NZDSF e a curva de melhor potência com o sistema começando com SSMF são praticamente iguais. Observa-se nos sistemas com 5 trechos que estas curvas estão com uma certa distância entre elas e, à medida em que o número de trechos NZDSF aumenta, as curvas praticamente permanecem com a mesma distância entre elas. Isso pode ser comprovado no gráfico da OSNR em relação ao número de trechos NZDSF nos pontos de potência ótima. Este comportamento é verificado para todos os formatos de modulação aplicados neste trabalho.

Quando o sistema óptico analisado neste trabalho foi configurado com a potência do canal central com 2 dB a mais em relação às dos canais vizinhos, os resultados apresentaram um deslocamento do resultado da BER nos pontos de potência ótima em relação ao cenário com a potência de lançamento por canal. Estes pontos, que antes se encontravam entre 1 a 3 dBm passaram para 2 a 4 dBm no caso da modulação DP-QPSK. Além disso, a BER nesses pontos apresentou uma melhora, ou seja, valores mais baixos. Este comportamento está relacionado com o fato de os canais vizinhos possuírem potência de lançamento mais baixa comparado com o canal sob investigação, fazendo com que a contribuição dos efeitos não-lineares das interações entre canais seja menor e, como consequência, é gerada uma P_{NLIN} menor. Este comportamento é verificado também no formato de modulação DP-16QAM,

onde estes pontos de potência ótima que antes se encontravam entre -2 a 0 dBm passaram para -1 a 1 dBm.

Como era esperado, o efeito contrário ocorreu quando o sistema óptico analisado neste trabalho foi configurado com a potência do canal central com -2 dB abaixo da dos canais vizinhos. Como o sistema possui um canal central com potência de lançamento menor em -2 dB, são verificados resultados em termos da BER piores com relação ao sistema com +2 dB e com o sistema com potência de lançamento por canal plana, o que ocorre em todos os cenários. A resposta para essa piora da BER é que a contribuição dos efeitos não-lineares dos canais vizinhos em relação ao canal mais impactado, no caso o canal central, são mais fortes e, como consequência, é gerada uma P_{NLIN} maior. Isso decorre das potências maiores dos canais vizinhos em relação ao canal central. Observa-se o mesmo deslocamento do resultado da BER nos pontos de potência ótima, nos gráficos, em relação ao cenário com a potência de lançamento por canal, apresentando uma menor tolerância em relação à potência de lançamento do canal sob investigação. Estes pontos que antes se encontravam entre 1 a 3 dBm passaram para 0 a 2 dBm na modulação DP-QPSK, e no caso da modulação DP-16QAM, passaram de -2 e 0 dBm para -4 e -2 dBm.

Os pontos de potência ótima nos cenários com o sistema configurado com a modulação DP-16QAM decrescem quando comparados com o sistema configurado com a modulação DP-QPSK. Por exemplo, na modulação DP-16QAM os pontos de potência ótima estão entre -2 a 0 dBm no cenário com potência de lançamento por canal enquanto que na modulação DP-QPSK os pontos de potência ótima decrescem para potências entre -1 e 3 dBm. Além disso, os resultados da BER nos pontos de potência ótima são piores com a modulação DP-16QAM quando comparados no mesmo cenário com a modulação DP-QPSK. A explicação para este comportamento é que a modulação DP-16QAM é mais suscetível aos efeitos não-lineares, porque a modulação ocorre tanto na amplitude como na fase. Este comportamento demonstra uma dependência do NLIN com o formato de modulação.

Portanto, ao analisar o impacto da combinação de tipos de fibra em sistemas ópticos heterogêneos, bidirecionais, é verificada uma variação no desempenho do sistema dependendo da direção de propagação do sinal. Com base neste comportamento, foram realizadas simulações alternando as posições dos tipos de fibra no enlace, tal que a BER fosse igual em ambos os sentidos de propagação do sinal e também fosse a melhor possível. Foram mostrados os resultados do arranjo de tipos de fibra no enlace que apresenta a mais justa e a menor BER em uma abordagem bidirecional, dado um certo número de trechos de tipo de fibra. Tais resultados são referentes às simulações realizadas com o sistema óptico

representado na Figura 5.1, com modulação DP-16QAM, 50GHz de espaçamento entre canais e 10 trechos. Os melhores arranjos, que otimizam a transmissão bidirecional, tendem a ser aqueles em que os intervalos NZDSF estão igualmente concentrados nas extremidades do *link* e os trechos SSMF estão concentrados no centro do *link*. Quando o número de trechos NZDSF é igual ou superior à metade do número de trechos do *link*, os melhores arranjos funcionam de forma semelhante aos concentrados na direção NZDSF/SSMF.

6.1 Trabalhos futuros

Como continuação desta Dissertação, as seguintes propostas são sugeridas:

- Efetuar novas simulações utilizando outros tipos de fibras com objetivo de aprofundar o estudo da interação entre a dispersão cromática e os efeitos não-lineares em sistemas de transmissão óptica heterogêneo;
- Estudar e simular, mais profundamente, a relação entre a dispersão acumulada e o parâmetro do sinal da relação de potência de pico a média (PAPR).
- Desenvolver novas configurações para um sistema óptico com outros tipos de modulações e espaçamentos entre canais. Por exemplo, DP-32QAM e DP-64QAM, espaçamento entre canais de 25 GHz e 12,5 GHz;
- Realizar simulações em um sistema óptico DWDM onde os canais são adicionados e removidos através do ROADM.
- Utilizar algum método de otimização para o estudo da interação entre a dispersão cromática e os efeitos não-lineares na fibra para sistemas dinamicamente reconfiguráveis como é o caso da EON.

REFERÊNCIAS

1. KEISER, G. **Optical Fiber Communications**. 4^a. ed. New York: McGraw-Hill, 2011.
2. GOVIND, P. A. **Fiber-Optic Communication Systems**. 4^a. ed. New York: John Wiley, 2010.
3. PALAIS, J. C. **Fiber Optic Communications**. 5^a. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2005.
4. RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K.; SASAKI, G. **Optical Networks: A Practical Perspective**. 3^a. ed. San Francisco: Morgan Kaufmann, 2010.
5. AGRELL, E. et al. Roadmap of optical communications. **Journal of Optics**, v. 18, n. 6, p. 063002, 2016.
6. ESSIAMBRE, R.-J.; TKACH, R. W. Capacity trends and limits of optical communication networks. **Proceedings of IEEE**, v. 100, n. 5, p. 1035–1055, 2012.
7. CISCO. **The zettabyte era: Trends and analysis**, 2015. Disponível em: <http://cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/VNI_Hyperconnectivity_WP.html>. Acesso em: maio 2017.
8. GERSTEL, O. et al. Elastic optical networking: A new dawn for the optical layer?, v 50, n. 2, 2012.
9. PASTORELLI, R. et al. Network planning strategies for next-generation flexible optical networks. **Journal of Optical Communications and Networking**, 7, n. 3, 2015. A511-A525.
10. JINNO, M. et al. Distance-Adaptive Spectrum Resource Allocation in Spectrum-Sliced Elastic Optical Path Network. **IEEE Communications Magazine**, v. 48, n 8, p. 138-145.
11. SHEN, G.; TUCKER, R. S. Translucent Optical Networks: The Way Forward. **IEEE Communications Magazine**, v. 45, n. 2, p. 48-54, 2007.
12. RAI, S. et al. Provisioning in ultra-long-haul optical networks. **in: Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference. OFC/NFOEC 2007. Conference on. IEEE**, p. 1-3, 2007.
13. POGGIOLINI, P. et al. The GN-Model of Fiber Non-Linear Propagation and its Applications. **Journal of lightwave technology**, v. 32, n 4, p. 694-721, 2014.
14. CARENA, A. et al. EGN model of non-linear fiber propagation. **Optics Express**, v. 22, n. 13, p. 16335-16362, 2014.
15. POGGIOLINI, P.; JIANG, Y. Recent Advances in the Modeling of the Impact of Nonlinear Fiber Propagation Effects on Uncompensated Coherent Transmission Systems. **Journal of Lightwave Technology**, v. 35, n. 3, p. 458-480, 2017.
16. DAR, R. et al. Inter-channel nonlinear interference noise in WDM systems: modeling and mitigation. **Journal of Lightwave Technology**, v. 33, n. 5, p. 1044-1053, 2015.

17. DAR, R.; WINZER, P. J. Nonlinear Interference Mitigation: Methods and Potential Gain, v. 35, n. 4, p. 903-930, 2017.
18. WADA, O. et al. High radiance InGaAsP/InP lensed LEDs for optical communication systems at 1.2-1.3 μm . **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 17, n. 2, p. 174-178, 1981.
19. DASGUPTA, P. K. et al. Light emitting diode based flow-through optical absorption detectors. **Talanta**, v. 40, n. 1, p. 53-74, 1993.
20. BRINKMAN, W. F. et al. The lasers behind the communications revolution. **Bell Labs technical journal**, v. 5, n. 1, p. 150-167, 2000.
21. HENRY, C. Theory of the linewidth of semiconductor lasers. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 18, n. 2, p. 259-264, 1982.
22. SEIMETZ, M. Laser linewidth limitations for optical systems with high-order modulation employing feed forward digital carrier phase estimation. **Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on. IEEE**, p. 1-3, 2008.
23. LIANG, D.; BOWERS, J. E. Recent progress in lasers on silicon. **Nature Photonics**, v. 4, n. 8, p. 511-517, 2010.
24. COELHO, L. D. **Modeling, simulation and optimization of optical communication systems using advanced modulation formats**. Munique: Verlag Dr. Hut, 2010.
25. KIKUCHI, K. Fundamentals of coherent optical fiber communications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 34, n. 1, p. 157-179, 2016.
26. FARUK, M. S.; SAVORY, S. J. Digital Signal Processing for Coherent Transceivers Employing Multilevel Formats. **Journal of Lightwave Technology**, v. 35, n. 5, p. 1125-1141, 2017.
27. SOMANI, A. K. **Survivability and traffic grooming in WDM optical networks**. United Kingdom: University Press, 2006.
28. SENIOR, J. M.; JAMRO, M. Y. **Optical fiber communications: principles and practice**. 3^a. ed. Harlow: Pearson Education, 2009.
29. URQUHART, P. et al. Optical amplifiers for telecommunications. **Intelligent Signal Processing, 2007. WISP 2007. IEEE International Symposium on. IEEE**, p. 1-6, 2007.
30. JOSÉ ALBANEZ BASTOS FILHO, C. Amplificadores ópticos para sistemas de Comunicação multicanais de alta Capacidade, 2006.
31. ZIMMERMAN, D. R.; SPIEKMAN, L. H. Amplifiers for the masses: EDFA, EDWA, and SOA amplifiers for metro and access applications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 22, n. 1, p. 63, 2004.
32. CARVALHO, H. S. Redes ópticas com equalização global combinada ao controle adaptativo de ganho de amplificadores ópticos, Campinas, 2016.
33. DESURVIRE, E.; ZERVAS, M. N. **Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Principles and Applications**. 1^a. ed. New York: Wiley, 1995.

34. FEUER, M. D.; WOODWARD., S. L. Advanced ROADM networks. **Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference. IEEE**, p. 1-3, 2012.
35. KEYWORTH, B. P. ROADM subsystems and technologies. **Optical Fiber Communication Conference. Optical Society of America**, p. OWB5, 2005.
36. HOMA, J.; BALA., K. ROADM architectures and their enabling WSS technology. **IEEE Communications Magazine**, v. 46, n. 7, 2008.
37. STRASSER, T. A.; WAGENER., J. L. Wavelength-selective switches for ROADM applications. **IEEE journal of selected topics in quantum electronics**, v. 16, n. 5, p. 1150-1157, 2010.
38. OPTICAL INTERNETWORKING FORUM, O. 100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document, 2009. Disponível em: <<http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-FD-100G-DWDM-01.0.pdf>> s.l. : OIF>. Acesso em: maio 2017.
39. LABVOLT. Telecommunications Communications Technologies-Quadrature Phase Shift Keying (QPSK/DQPSK)., 2016. Disponível em: <https://www.labvolt.com/downloads/39865_F0.pdf>. Acesso em: maio 2017.
40. RAPPAPORT, T. S. **Wireless communications: principles and practice**. New Jersey: Prentice Hall PTR, v. 2, 1996.
41. MARTINS FILHO, J. F. Aplicações do espalhamento raman estimulado em fibras ópticas, 1991.
42. LIGHTREADING. Chromatic Dispersion and Polarization Mode Dispersion (PMD), 2001. Disponível em: <[http://www.lightreading.com/chromatic-dispersion-and-polarization-mode-dispersion-\(pmd\)/d/d-id/575132](http://www.lightreading.com/chromatic-dispersion-and-polarization-mode-dispersion-(pmd)/d/d-id/575132)>. Acesso em: abr. 2017.
43. GORDON, J. P.; KOGELNIK., A. H. PMD fundamentals: Polarization mode dispersion in optical fibers. **Proceedings of the National Academy of Sciences**, v. 97, n. 9, p. 4541-4550, 2000.
44. HEFFNER, B. L. Accurate, automated measurement of differential group delay dispersion and principal state variation using Jones matrix eigenanalysis. **IEEE photonics technology letters**, v. 5, n. 7, p. 814-817, 1993.
45. TOMLINSON, W. J.; STOLEN, R. H. Nonlinear phenomena in optical fibers. **IEEE Communications Magazine**, v. 26, n. 4, p. 36-44, 1988.
46. BLOW, K. J.; WOOD, D. Theoretical description of transient stimulated Raman scattering in optical fibers. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 25, n. 12, p. 2665-2673, 1989.
47. MITA. Nonlinear phenomena in optical fibers. Disponível em: <<http://www.mitr.p.lodz.pl/evu/lectures/Abramczyk.pdf>>. Acesso em: maio 2017.
48. STOLEN, R. H. Nonlinearity in fiber transmission. **Proceedings of the IEEE**, v. 68, n. 10, p. 1232-1236, 1980.

49. STOLEN, R. H.; LIN, C. Self-phase-modulation in silica optical fibers. **Physical Review A**, v. 17, n. 4, p. 1448, 1978.
50. TOULOUSE, J. Optical nonlinearities in fibers: review, recent examples, and systems applications. **Journal of lightwave technology**, v. 23, n. 11, p. 3625-3641, 2005.
51. AGRAWAL, G. P. **Nonlinear fiber optics**. 4^a. ed. California: Academic press, 2007.
52. CIARAMELLA, E.; CURTI, F.; TRILLO, S. All-optical signal reshaping by means of four-wave mixing in optical fibers. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 13, n. 2, p. 142-144, 2001.
53. SEFLER, G. A.; KITAYAMA, K.-I. Frequency comb generation by fourwave mixing and the role of fiber dispersion. **Journal of lightwave technology**, v. 16, n. 9, p. 1596-1605, 1998.
54. LI, S.; KUKSENKOV, D. V. A novel dispersion monitoring technique based on four-wave mixing in optical fiber. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 16, n. 3, p. 942-944, 2004.
55. TAKARA, H. et al. 1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) Crosstalk-managed Transmission with 91.4-. **European Conference on Optical Communications**, Amsterdam, p. Th.3.C.1, 2012.
56. IGARASHI, K. et al. Super-Nyquist-WDM transmission over 7,326-km seven-core fiber with capacity-distance product of 1.03 Exabit/s·km. **Optics express**, v. 22, n. 2, p. 1220-1228, 2014.
57. FONTAINE, N. K. et al. 30× 30 MIMO transmission over 15 spatial modes. **Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015. IEEE**, p. 1-3, 2015.
58. BINH, L. N. **Advanced digital optical communications**. 2^a. ed. Boca Raton: Taylor and Francis, 2015.
59. POGGIOLINI, P. The GN model of non-linear propagation in uncompensated coherent optical systems. **Journal of Lightwave Technology**, v. 30, n. 24, p. 3857-3879, 2012.
60. CARENA, A. et al. Modeling of the impact of non-linear propagation effects in uncompensated optical coherent transmission links. **Journal of Lightwave Technology**, v. 30, n. 10, p. 1524-1539, 2012.
61. CORREIA-FILHO, M.; COELHO, L. D. Desempenho do modelo de ruído gaussiano para propagação não-linear em sistemas de transmissão óptica com diferentes tipos de fibra. **MOMAG**, 2016.
62. DAR, R. et al. Accumulation of nonlinear interference noise in fiber-optic systems. **Optics express**, v. 22, n. 12, p. 14199-14211, 2014.
63. SILVA, M. J. D. et al. Impact of the Fiber Type Arrangement on Bidirectional Mixed-Fiber Optical Links. **IMOC**, 2017.
64. CARENA, A. et al. On the accuracy of the GN-model and on analytical correction terms to improve it. **arXiv preprint arXiv**, p. 1401.6946, 2014.

-
65. Pina, J. F. et al. Nonlinear tolerance of polarization-multiplexed QPSK transmission over mixed fiber links, **European Conference on Optical Communications**, Geneva, 2011.
 66. Goebel, B. et al. On the Effect of FWM in Coherent Optical OFDM Systems, **Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference**, San Diego, CA, 2008.

APÊNDICE A

Os cálculos dos coeficientes SON e FON, χ_1 e χ_2 , requer soma de três a cinco índices, respectivamente. As somas multidimensionais são extremamente ineficientes na computação de força bruta e, portanto, adotamos o método de integração Monte-Carlo para avaliar essas quantidades. Em [62], é fornecido um código escrito em Matlab que calcula, χ_1 e χ_2 , usando (4.15) e (4.16). O código considera o filtro casado no receptor, que remove os produtos que ficam fora da largura de banda do canal recebida e permite a avaliação da variância da NLIN implícita de acordo com a (4.12). O programa também avalia o erro relativo à variância da NLIN computada. Neste código, também é fornecido os blocos que calculam a variância do ruído de interferência não-linear intra-canal, além de termos inter-canais adicionais que contribuem para o NLIN. O código fornecido é:

```
function main()
%% System parameters
clear;clc;tic;
PolMux = 0; % 0 when single polarization, 1 with polarization multiplexing
gamma = 1.3; % Nonlinearity coefficient in [1/W/km]
beta2 = 21; % Dispersion coefficient [ps^2/km]
alpha = 0.2; % Fiber loss coefficient [dB/km]
Nspan = 5; % Number of spans
L = 100; % Span length [km]
PD = 0; % Pre-dispersion [ps^2]
PdBm = -2; % Average input power [dBm]
BaudRate = 32; % Baud-rate [GHz]
ChSpacing = 50; % Channel spacing [GHz]
kur = 1.32; % Second order modulation factor <|a|^4>/<|a|^2>^2
kur3 = 1.96; % Third order modulation factor <|a|^6>/<|a|^2>^3
N = 1000000; % Number of integration points in algorithm [14]. Should
% be set such that the relative error is desirably small.
%% Monte-Carlo integration
alpha_norm = alpha/10*log(10);
T=1000/BaudRate;
P0 = 10^((PdBm-30)/10);
beta2_norm = beta2/T^2;
PD_norm = PD/T^2;
ChSpacing_norm = ChSpacing./BaudRate;

%% calculate inter-channel nonlinear noise variance according to Eq. (1)
[NLIN_var chi1 chi2 Err] =
calc_interChannel(gamma,beta2_norm,alpha_norm,...
Nspan,L,PD_norm,P0,kur,kur3,N,PolMux,ChSpacing_norm);
%% display
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%');
if(PolMux == 1)
disp('%%Polarization Multiplexed case is considered%%');
end
disp('%%Results correspond to a single interferer%%')
disp(['(1) chi_1 = ' num2str(chi1) ', chi_2 = ' num2str(chi2)]);
disp(['(2) NLIN variance according to Eq. (1) is ' num2str(NLIN_var)...
' Watts (' num2str(10*log10(NLIN_var*1000)) 'dBm)..'...
```

```

' Relative computation error is ', num2str(Err*100), '%']);
%% calculate the contribution of the additional inter-channel terms of [7]
NLIN_var_addTerm =
calc_interChannel_addTerms(gamma,beta2_norm,alpha_norm,...
Nspan,L,PD_norm,P0,kur,kur3,N,PolMux,ChSpacing_norm);
%% calculate intra-channel nonlinear noise
%% NLIN_var_intra(1) is the intra-channel nonlinear noise variance
%% NLIN_var_intra(2) is due to the nonlinear broadening of the adjacent
interferer
NLIN_var_intra = calc_intraChannel(gamma,beta2_norm,alpha_norm,...
Nspan,L,PD_norm,P0,kur,kur3,N,PolMux,ChSpacing_norm);
NLIN_var_addTerm = NLIN_var_addTerm + NLIN_var_intra(2);
%%Continue display
disp(['(3) Contribution of additional inter-channel interference '...
'terms of [7] is ' num2str(NLIN_var_addTerm) ' Watts ('...
num2str(10*log10(NLIN_var_addTerm*1000)) 'dBm')]);
disp(['(4) Total (inter-channel) NLIN variance (2)+(3) is '
num2str(NLIN_var+NLIN_var_addTerm)...
' Watts (' num2str(10*log10((NLIN_var+NLIN_var_addTerm)*1000)) 'dBm')]);
disp(['(5) Intra-Channel nonlinear noise variance is '
num2str(NLIN_var_intra(1))...
' Watts (' num2str(10*log10(NLIN_var_intra(1)*1000)) 'dBm')]);
toc;
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%');
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function [NLIN_var chi1 chi2 Err] = ...
calc_interChannel(gamma,beta2,alpha,Nspan,L,PD,P0,kur,kur3,N,PolMux,q)
R = 2*pi*(rand(4, N)-0.5*ones(4, N));
Volume = (2*pi)^4;
%% calculate chi1
w0 = R(1,:)-R(2,:)+R(3,:);
arg1 = (R(2,:)-R(3,:)).*(R(2,:)+2*pi*q-R(1,:));
argPD1 = arg1;
ss1 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...
./(1i*beta2*arg1-alpha).*(w0<pi).*(w0>-pi);
s1 = abs(ss1.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L)))...
./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).^2/Volume;
avgF1 = sum(s1)/N;
chi1 = avgF1*Volume*(4*gamma^2*P0^3);
%% calculate chi2
w3p = -R(2,:)+R(4,:)+R(3,:)+2*pi*q;
arg2 = (R(2,:)-R(3,:)).*(R(4,:)-R(1,:)+2*pi*q);
argPD2 = arg2;
ss2 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
./(-1i*beta2*arg2-alpha).*(w3p>-pi+2*pi*q).*(w3p<pi+2*pi*q);
s2 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
.*(1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))...
./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss2/Volume;
avgF2 = real(sum(s2))/N;
chi2 = avgF2*Volume*(4*gamma^2*P0^3);
%% calculate NLIN
NLIN_var = chi1+(kur-2)*chi2;
if(PolMux == 1)
NLIN_var = (9/8)^2*16/81*(NLIN_var+2*chi1/4+(kur-2)*chi2/4);
end
%% calculate the root mean square relative error
if(PolMux == 0)
Err = (sum((s1-avgF1+(kur-2)*(real(s2)-avgF2)).^2)...
/(N-1)).^4/(avgF1+(kur-2)*avgF2)/sqrt(N);
else

```



```

Err = (sum(((9/8)^2*16/81*(6/4*(s1-avgF1)+5/4*(kur-2)*...
(real(s2)-avgF2))).^2)/(N-1)).^4/((9/8)^2*16/81*...
(6/4*avgF1+5/4*(kur-2)*avgF2))/sqrt(N);
end
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function [NLIN_var] = calc_interChannel_addTerms(gamma,beta2,alpha,...
Nspan,L,PD,P0,kur,kur3,N,PolMux,q)
R = 2*pi*(rand(4, N)-0.5*ones(4, N));
%% calculate X21
w0 = R(1,:)-R(2,:)+R(3,:)+2*pi*q;
arg1 = (R(2,:)-R(3,:)-2*pi*q).*(R(2,:)-R(1,:));
argPD1 = arg1;
ss1 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...
./(1i*beta2*arg1-alpha).*(w0<pi).*(w0>-pi);
s1 = abs(ss1.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L))).^2;
X21 = sum(s1)*(gamma^2*P0^3)/N;
%% calculate X22
w1 = R(1,:)-R(2,:)+R(4,:);
arg2 = (w1-R(3,:)-2*pi*q).*(R(2,:)-R(1,:));
argPD2 = arg2;
ss2 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
./(-1i*beta2*arg2-alpha).*(w1<pi).*(w1>-pi);
s2 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
.*(1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss2;
X22 = real(sum(s2))*(gamma^2*P0^3)/N;
%% calculate X23
w2 = R(1,:)+R(2,:)-R(3,:)-2*pi*q;
arg1 = (R(3,:)+2*pi*q-R(2,:)).*(R(3,:)+2*pi*q-R(1,:));
argPD1 = arg1;
ss3 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...
./(1i*beta2*arg1-alpha).*(w2<pi).*(w2>-pi);
s3 = abs(ss3.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L))).^2;
X23 = sum(s3)*(gamma^2*P0^3)/N;
%% calculate X24
w3 = R(1,:)-R(4,:)+R(2,:);
arg2 = (R(3,:)+2*pi*q-R(4,:)).*(R(3,:)+2*pi*q-w3);
argPD2 = arg2;
ss4 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
./(-1i*beta2*arg2-alpha).*(w3<pi).*(w3>-pi);
s4 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss3...
.*(1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss4;
X24 = real(sum(s4))*(gamma^2*P0^3)/N;
%% calculate NLIN
NLIN_var = 4*X21+4*(kur-2)*X22+2*X23+(kur-2)*X24;
if(PolMux == 1)
NLIN_var = (9/8)^2*16/81*(NLIN_var+2*X21+(kur-2)*X22+X23+0*(kur-2)*X24);
end
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function [NLIN_var] = ...
calc_intraChannel(gamma,beta2,alpha,Nspan,L,PD,P0,kur,kur3,N,PolMux,q)
if(exist('q')==0) q = 0; end;
R = 2*pi*(rand(5, N)-0.5*ones(5, N));
%% calculate X1
w0 = R(1,:)-R(2,:)+R(3,:);
argInB = (w0<pi).*(w0>-pi);
argOutB = (w0<pi+2*pi*q).*(w0>-pi+2*pi*q);
arg1 = (R(2,:)-R(3,:)).*(R(2,:)-R(1,:));
argPD1 = arg1;
ss1 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...

```

```

./(1i*beta2*arg1-alpha);
s1 = abs(ss1.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L))).^2;
X1 = [sum(s1.*argInB) sum(s1.*argOutB)]*(gamma^2*P0^3)./N;
%% calculate X0
s0 = ss1.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L));
X0 = [abs(sum(s0.*argInB)/N).^2 abs(sum(s0.*argOutB)/N).^2]*(gamma^2*P0^3);
%% calculate X2
w1 = -R(2,:)+R(4,:)+R(3,:);
arg2 = (R(2,:)-R(3,:)).*(R(4,:)-R(1,:));
argPD2 = arg2;
ss2 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
./(-1i*beta2*arg2-alpha).*(w1<pi).*(w1>-pi);
s2 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
.*(1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss2;
X2 = [real(sum(s2.*argInB)) real(sum(s2.*argOutB))]*(gamma^2*P0^3)./N;
%% calculate X21
w2 = R(4,:)-R(1,:)-R(3,:);
arg2 = (R(2,:)-R(4,:)).*(R(2,:)-w2);
argPD2 = arg2;
ss2 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
./(-1i*beta2*arg2-alpha).*(w2<pi).*(w2>-pi);
s21 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
.*(1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss2;
X21 = [real(sum(s21.*argInB)) real(sum(s21.*argOutB))]*(gamma^2*P0^3)./N;
%% calculate X3
w3 = R(1,:)-R(2,:)+R(4,:)+R(3,:)-R(5,:);
arg3 = (R(4,:)-R(5,:)).*(R(4,:)-w3);
argPD3 = arg3;
ss3 = exp(-1i*argPD3*PD).*(exp(-1i*beta2*arg3*L-alpha*L)-1)...
./(-1i*beta2*arg3-alpha).*(w3<pi).*(w3>-pi);
s3 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
.*(1-exp(-1i*Nspan*arg3*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg3*beta2*L)).*ss3;
X3 = [real(sum(s3.*argInB)) real(sum(s3.*argOutB))]*(gamma^2*P0^3)./N;
%% calculate NLIN
NLIN_var = 2*X1+(kur-2)*(4*X2+X21)+(kur3-9*kur+12)*X3-(kur-2)^2*X0;
if(PolMux == 1)
NLIN_var = (9/8)^2*16/81*(NLIN_var+X1+(kur-2)*X2);
end
end

```

APÊNDICE B

O modelo NLIN deve ser ligeiramente modificado para prever corretamente o ruído não-linear gerado em *links* constituídos com tipos de fibras diferentes (sistema heterogêneo). Assim, o modelo foi derivado para este cenário e foi verificado que apenas a função ρ_{lmn} deve ser modificada, o que resulta na Equação 4.19. O seguinte código, com as devidas alterações, é:

```
function main()
%% System parameters
clear all;
tic;
PolMux = 1;      % 0 when single polarization, 1 with polarization
multiplexing
for m=3;
Nspan = 5;      % Number of spans
Nspan1 = m;
Nspan2 = Nspan-m;
gamma1 = 1.3*ones(1,Nspan1); %1.3
gamma2 = 1.5*ones(1,Nspan2); %1.5
gamma = [gamma1 gamma2];      % Nonlinearity coefficient in [1/W/km]

beta21 = 21.22*ones(1,Nspan1); %21.22
beta22 = 5.73*ones(1,Nspan2); %5.73
beta2 = [beta21 beta22] ;      % Dispersion coefficient [ps^2/km]

alpha1 = 0.2*ones(1,Nspan1);
alpha2 = 0.22*ones(1,Nspan2);
alpha = [alpha1 alpha2];
%alpha = 0.22;      % Fiber loss coefficient [dB/km]
L = 80;      % Span length [km]
N_ch = 5;      % Number of channels
Fn = 10^(16/10); % Noise Figure
PD = 0;      % Pre-dispersion [ps^2]
PdBm = 0*ones(1,N_ch); % Average input power [dBm]
PdBm((N_ch+1)/2)=0;
BaudRate = 28; % Baud-rate [GHz]
ChSpacing = 37.5; % Channel spacing [GHz]
kur = 1;      % Second order modulation factor
<|a|^4>/<|a|^2>^2
kur3 = 1;      % Third order modulation factor
<|a|^6>/<|a|^2>^3
%kur = 1.32;      %16QAM
%kur = 1.38;      %64QAM      % Second order modulation factor
<|a|^4>/<|a|^2>^2
%kur3 = 1.96;      %16QAM      % Third order modulation factor
<|a|^6>/<|a|^2>^3
%kur3 = 2.2258;

N = 1000000; % Number of integration points in algorithm
[14]. Should % be set such that the relative error is
desirably small.
```

```

%% Monte-Carlo integration
alpha_norm = alpha./10*log(10);
T=1000/BaudRate;
P0 = 10.^((PdBm-30)./10);
beta2_norm = beta2/T^2;
PD_norm = PD/T^2;
ChSpacing_norm = ChSpacing./BaudRate;
%%
for j=(N_ch+1)/2

    P_test = P0(j);
% calculate inter-channel nonlinear noise variance according to Eq. (1)

NLIN_var(j)=0;
%chi1=0; chi2=0;
for i=1:N_ch
    if i~=j
[NLIN_var_coef, chi1_coef, chi2_coef, Err] =
calc_interChannel(gamma,beta2_norm,alpha_norm,...

Nspan,L,PD_norm,P0(i),P_test,kur,kur3,N,PolMux,abs(i-j)*ChSpacing_norm);
NLIN_var(j) = NLIN_var(j) + NLIN_var_coef;
%chi1 = chi1_coef + chi1;
%chi2 = chi2_coef + chi2;
    end
end

%% display
%disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%');
%{
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%');
if(PolMux == 1)
    disp('%%Polarization Multiplexed case is considered%%');
end
disp('%%Results correspond to a single interferer%%')
disp(['(1) chi_1 = ' num2str(chi1) ' e ' num2str(10*log10(chi1*1000)) 'dBm,
chi_2 = ' num2str(chi2)]);
disp(['(2) NLIN variance according to Eq. (1) is ' num2str(NLIN_var)...
' Watts (' num2str(10*log10(NLIN_var*1000)) 'dBm).'...
' Relative computation error is ', num2str(Err*100),'%']);
%}

%% calculate the contribution of the additional inter-channel terms of [3]
NLIN_var_addTerm(j)=0;
if ChSpacing_norm < 1.3
for i=j-2:j+2
    if(i>0 && i~=j)
NLIN_var_addTerm_coef =
calc_interChannel_addTerms(gamma,beta2_norm,alpha_norm,...

Nspan,L,PD_norm,P0(i),P_test,kur,kur3,N,PolMux,abs(i-j)*ChSpacing_norm);
NLIN_var_addTerm(j) = NLIN_var_addTerm(j) + NLIN_var_addTerm_coef;
    end
end
end

%% calculate intra-channel nonlinear noise
% NLIN_var_intra(1) is the intra-channel nonlinear noise variance
% NLIN_var_intra(2) is due to the nonlinear broadening of the adjacent
interferer

```

[illegible]

```

function [NLIN_var, chi1, chi2, Err] = ...

calc_interChannel(gamma,beta2,alpha,Nspan,L,PD,P0,P_test,kur,kur3,N,PolMux,
q)

R = 2*pi*(rand(4, N)-0.5*ones(4, N));
Volume = (2*pi)^4;

%% calculate chi1
w0 = R(1,:)-R(2,:)+R(3,:);
arg1 = (R(2,:)-R(3,:)).*(R(2,:)+2*pi*q-R(1,:));
argPD1 = arg1;
%{
ss1 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...
    ./ (1i*beta2*arg1-alpha).*(w0<pi).*(w0>-pi);
s1 = abs(ss1.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))...
    ./ (1-exp(1i*arg1*beta2*L))).^2/Volume;

avgF1 = sum(s1)/N;
chi1 = avgF1*Volume*(4*gamma^2*P0^3);
%}
%%{
ss1=0;
for k=1:Nspan
ss1_coef = exp(1i*argPD1*PD).*gamma(k).*exp(1i*beta2(k)*arg1*L*(k-
1)).*(exp(1i*beta2(k)*arg1*L-alpha(k)*L)-1)...
    ./ (1i*beta2(k)*arg1-alpha(k)).*(w0<pi).*(w0>-pi);
ss1 = ss1+ss1_coef;
end
s1 = abs(ss1).^2/Volume;
avgF1 = sum(s1)/N;
chi1 = avgF1*Volume*(4*P_test*P0^2);
%gamma = gamma(1);
%beta2 = beta2(1);
%}
%% calculate chi2

w3p = -R(2,:)+R(4,:)+R(3,:)+2*pi*q;
arg2 = (R(2,:)-R(3,:)).*(R(4,:)-R(1,:)+2*pi*q);
argPD2 = arg2;
%{
ss1 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...
    ./ (1i*beta2*arg1-alpha).*(w0<pi).*(w0>-pi);
ss2 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
    ./ (-1i*beta2*arg2-alpha).*(w3p>-pi+2*pi*q).*(w3p<pi+2*pi*q);
s2 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
    .* (1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))...
    ./ (1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss2/Volume;
avgF2 = real(sum(s2))/N;
chi2 = avgF2*Volume*(4*gamma^2*P0^3);
%}
%%{
ss2=0;
for k=1:Nspan
ss2_coef = exp(-1i*argPD2*PD).*gamma(k).*exp(-1i*beta2(k)*arg2*L*(k-
1)).*(exp(-1i*beta2(k)*arg2*L-alpha(k)*L)-1)...
    ./ (-1i*beta2(k)*arg2-alpha(k)).*(w3p>-pi+2*pi*q).*(w3p<pi+2*pi*q);
ss2 = ss2+ss2_coef;
end
s2 = ss1.*ss2/Volume;
avgF2 = real(sum(s2))/N;

```

```

chi2 = avgF2*Volume*(4*P_test*P0^2);
%}
%% calculate NLIN
NLIN_var = chi1+(kur-2)*chi2;
if(PolMux == 1)
    NLIN_var = (9/8)^2*16/81*(NLIN_var+2*chi1/4+(kur-2)*chi2/4);
end

%% calculate the root mean square relative error
if(PolMux == 0)
    Err = (sum((s1-avgF1+(kur-2)*(real(s2)-avgF2)).^2)...
        /(N-1)).^4/(avgF1+(kur-2)*avgF2)/sqrt(N);
else
    Err = (sum(((9/8)^2*16/81*(6/4*(s1-avgF1)+5/4*(kur-2)*...
        (real(s2)-avgF2))).^2)/(N-1)).^4/((9/8)^2*16/81*...
        (6/4*avgF1+5/4*(kur-2)*avgF2))/sqrt(N);
end

end

function [NLIN_var] = calc_interChannel_addTerms(gamma,beta2,alpha,...
    Nspan,L,PD,P0,P_test,kur,kur3,N,PolMux,q)

R = 2*pi*(rand(4, N)-0.5*ones(4, N));

%% calculate X21
w0 = R(1,:)-R(2,:)+R(3,:)+2*pi*q;
arg1 = (R(2,:)-R(3,:)-2*pi*q).*(R(2,:)-R(1,:));
argPD1 = arg1;
%{
ss1 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...
    ./ (1i*beta2*arg1-alpha).*(w0<pi).*(w0>-pi);
s1 = abs(ss1.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L))).^2;
X21 = sum(s1)*(gamma^2*P0^3)/N;
%}
ss1=0;
for k=1:Nspan
    ss1_coef = exp(1i*argPD1*PD).*gamma(k).*exp(1i*beta2(k)*arg1*L*(k-1)).*(exp(1i*beta2(k)*arg1*L-alpha(k)*L)-1)...
        ./ (1i*beta2(k)*arg1-alpha(k)).*(w0<pi).*(w0>-pi);
    ss1 = ss1+ss1_coef;
end
s1 = abs(ss1).^2;
X21 = sum(s1)*(P_test*P0^2)/N;
%% calculate X22
w1 = R(1,:)-R(2,:)+R(4,:);
arg2 = (w1-R(3,:)-2*pi*q).*(R(2,:)-R(1,:));
argPD2 = arg2;
%{
ss2 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
    ./ (-1i*beta2*arg2-alpha).*(w1<pi).*(w1>-pi);
s2 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
    .* (1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss2;
X22 = real(sum(s2))*(gamma^2*P0^3)/N;
%}
ss2=0;
for k=1:Nspan
    ss2_coef = exp(-1i*argPD2*PD).*gamma(k).*exp(-1i*beta2(k)*arg2*L*(k-1)).*(exp(-1i*beta2(k)*arg2*L-alpha(k)*L)-1)...

```



```

        ./(-1i*beta2(k)*arg2-alpha(k)).*(w1<pi).*(w1>-pi);
ss2 = ss2+ss2_coef;
end
s2 = ss1.*ss2;
X22 = real(sum(s2))*(P_test*P0^2)/N;
%% calculate X23
w2 = R(1,:)+R(2,:)-R(3,:)-2*pi*q;
arg1 = (R(3,:)+2*pi*q-R(2,:)).*(R(3,:)+2*pi*q-R(1,:));
argPD1 = arg1;
%{
ss3 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...
    ./ (1i*beta2*arg1-alpha).*(w2<pi).*(w2>-pi);
s3 = abs(ss3.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L))).^2;
X23 = sum(s3)*(gamma^2*P0^3)/N;
%}
ss3=0;
for k=1:Nspan
ss3_coef = exp(1i*argPD1*PD).*gamma(k).*exp(1i*beta2(k)*arg1*L*(k-
1)).*(exp(1i*beta2(k)*arg1*L-alpha(k)*L)-1)...
    ./ (1i*beta2(k)*arg1-alpha(k)).*(w2<pi).*(w2>-pi);
ss3 = ss3+ss3_coef;
end
s3 = abs(ss3).^2;
X23 = sum(s3)*(P_test*P0^2)/N;
%% calculate X24
w3 = R(1,:)-R(4,:)+R(2,:);
arg2 = (R(3,:)+2*pi*q-R(4,:)).*(R(3,:)+2*pi*q-w3);
argPD2 = arg2;
%{
ss4 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
    ./ (-1i*beta2*arg2-alpha).*(w3<pi).*(w3>-pi);
s4 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss3...
    .* (1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss4;
X24 = real(sum(s4))*(gamma^2*P0^3)/N;
%}
ss4=0;
for k=1:Nspan
ss4_coef = exp(-1i*argPD2*PD).*gamma(k).*exp(-1i*beta2(k)*arg2*L*(k-
1)).*(exp(-1i*beta2(k)*arg2*L-alpha(k)*L)-1)...
    ./ (-1i*beta2(k)*arg2-alpha(k)).*(w3<pi).*(w3>-pi);
ss4 = ss4+ss4_coef;
end
s4 = ss3.*ss4;
X24 = real(sum(s4))*(P_test*P0^2)/N;
%% calculate NLIN
NLIN_var = 4*X21+4*(kur-2)*X22+2*X23+(kur-2)*X24;
if(PolMux == 1)
    NLIN_var = (9/8)^2*16/81*(NLIN_var+2*X21+(kur-2)*X22+X23+0*(kur-
2)*X24);
end

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function [NLIN_var] = ...
    calc_intraChannel(gamma,beta2,alpha,Nspan,L,PD,P0,kur,kur3,N,PolMux,q)

if(exist('q')==0) q = 0; end;
R = 2*pi*(rand(5, N)-0.5*ones(5, N));

%% calculate X1

```

```

w0 = R(1,:)-R(2,:)+R(3,:);
argInB = (w0<pi).*(w0>-pi);
argOutB = (w0<pi+2*pi*q).*(w0>-pi+2*pi*q);
arg1 = (R(2,:)-R(3,:)).*(R(2,:)-R(1,:));
argPD1 = arg1;
%{
ss1 = exp(1i*argPD1*PD).*(exp(1i*beta2*arg1*L-alpha*L)-1)...
    ./ (1i*beta2*arg1-alpha);
s1 = abs(ss1.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L))).^2;
X1 = [sum(s1.*argInB) sum(s1.*argOutB)]*(gamma^2*P0^3)./N;
%}
ss1=0;
for k=1:Nspan
ss1_coef = exp(1i*argPD1*PD).*gamma(k).*exp(1i*beta2(k)*arg1*L*(k-1)).*(exp(1i*beta2(k)*arg1*L-alpha(k)*L)-1)...
    ./ (1i*beta2(k)*arg1-alpha(k));
ss1 = ss1+ss1_coef;
end
s1 = abs(ss1).^2;
X1 = [sum(s1.*argInB) sum(s1.*argOutB)]*(P0^3)./N;

%% calculate X0
s0 = ss1.*(1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L));
s0 = ss1;
X0 = [abs(sum(s0.*argInB)/N).^2 abs(sum(s0.*argOutB)/N).^2]*(P0^3);

%% calculate X2
w1 = -R(2,:)+R(4,:)+R(3,:);
arg2 = (R(2,:)-R(3,:)).*(R(4,:)-R(1,:));
argPD2 = arg2;
%{
ss2 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
    ./ (-1i*beta2*arg2-alpha).*(w1<pi).*(w1>-pi);
s2 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
    .* (1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss2;
X2 = [real(sum(s2.*argInB)) real(sum(s2.*argOutB))]*(gamma^2*P0^3)./N;
%}
ss2=0;
for k=1:Nspan
ss2_coef = exp(-1i*argPD2*PD).*gamma(k).*exp(-1i*beta2(k)*arg2*L*(k-1)).*(exp(-1i*beta2(k)*arg2*L-alpha(k)*L)-1)...
    ./ (-1i*beta2(k)*arg2-alpha(k)).*(w1<pi).*(w1>-pi);
ss2 = ss2+ss2_coef;
end
s2 = ss1.*ss2;
X2 = [real(sum(s2.*argInB)) real(sum(s2.*argOutB))]*(P0^3)./N;
%% calculate X21
w2 = R(4,:)-R(1,:)-R(3,:);
arg2 = (R(2,:)-R(4,:)).*(R(2,:)-w2);
argPD2 = arg2;
%{
ss2 = exp(-1i*argPD2*PD).*(exp(-1i*beta2*arg2*L-alpha*L)-1)...
    ./ (-1i*beta2*arg2-alpha).*(w2<pi).*(w2>-pi);
s21 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
    .* (1-exp(-1i*Nspan*arg2*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg2*beta2*L)).*ss2;
X21 = [real(sum(s21.*argInB)) real(sum(s21.*argOutB))]*(gamma^2*P0^3)./N;
%}
ss2=0;
for k=1:Nspan
ss2_coef = exp(-1i*argPD2*PD).*gamma(k).*exp(-1i*beta2(k)*arg2*L*(k-1)).*(exp(-1i*beta2(k)*arg2*L-alpha(k)*L)-1)...

```

```

        ./(-1i*beta2(k)*arg2-alpha(k)).*(w2<pi).*(w2>-pi);
ss2 = ss2+ss2_coef;
end
s21 = ss1.*ss2;
X21 = [real(sum(s21.*argInB)) real(sum(s21.*argOutB))]*(P0^3)./N;
%% calculate X3
w3 = R(1,:)-R(2,:)+R(4,:)+R(3,:)-R(5,:);
arg3 = (R(4,:)-R(5,:)).*(R(4,:)-w3);
argPD3 = arg3;
%{
ss3 = exp(-1i*argPD3*PD).*(exp(-1i*beta2*arg3*L-alpha*L)-1)...
    ./(-1i*beta2*arg3-alpha).*(w3<pi).*(w3>-pi);
s3 = (1-exp(1i*Nspan*arg1*beta2*L))./(1-exp(1i*arg1*beta2*L)).*ss1...
    .* (1-exp(-1i*Nspan*arg3*beta2*L))./(1-exp(-1i*arg3*beta2*L)).*ss3;
X3 = [real(sum(s3.*argInB)) real(sum(s3.*argOutB))]*(gamma^2*P0^3)./N;
%}
ss3=0;
for k=1:Nspan
ss3_coef = exp(-1i*argPD3*PD).*gamma(k).*exp(-1i*beta2(k)*arg3*L*(k-
1)).*(exp(-1i*beta2(k)*arg3*L-alpha(k)*L)-1)...
    ./(-1i*beta2(k)*arg3-alpha(k)).*(w3<pi).*(w3>-pi);
ss3 = ss3+ss3_coef;
end
s3 = ss1.*ss3;
X3 = [real(sum(s3.*argInB)) real(sum(s3.*argOutB))]*(P0^3)./N;
%% calculate NLIN
NLIN_var = 2*X1+(kur-2)*(4*X2+X21)+(kur3-9*kur+12)*X3-(kur-2)^2*X0;
if(PolMux == 1)
    NLIN_var = (9/8)^2*16/81*(NLIN_var+X1+(kur-2)*X2);
end

end

```