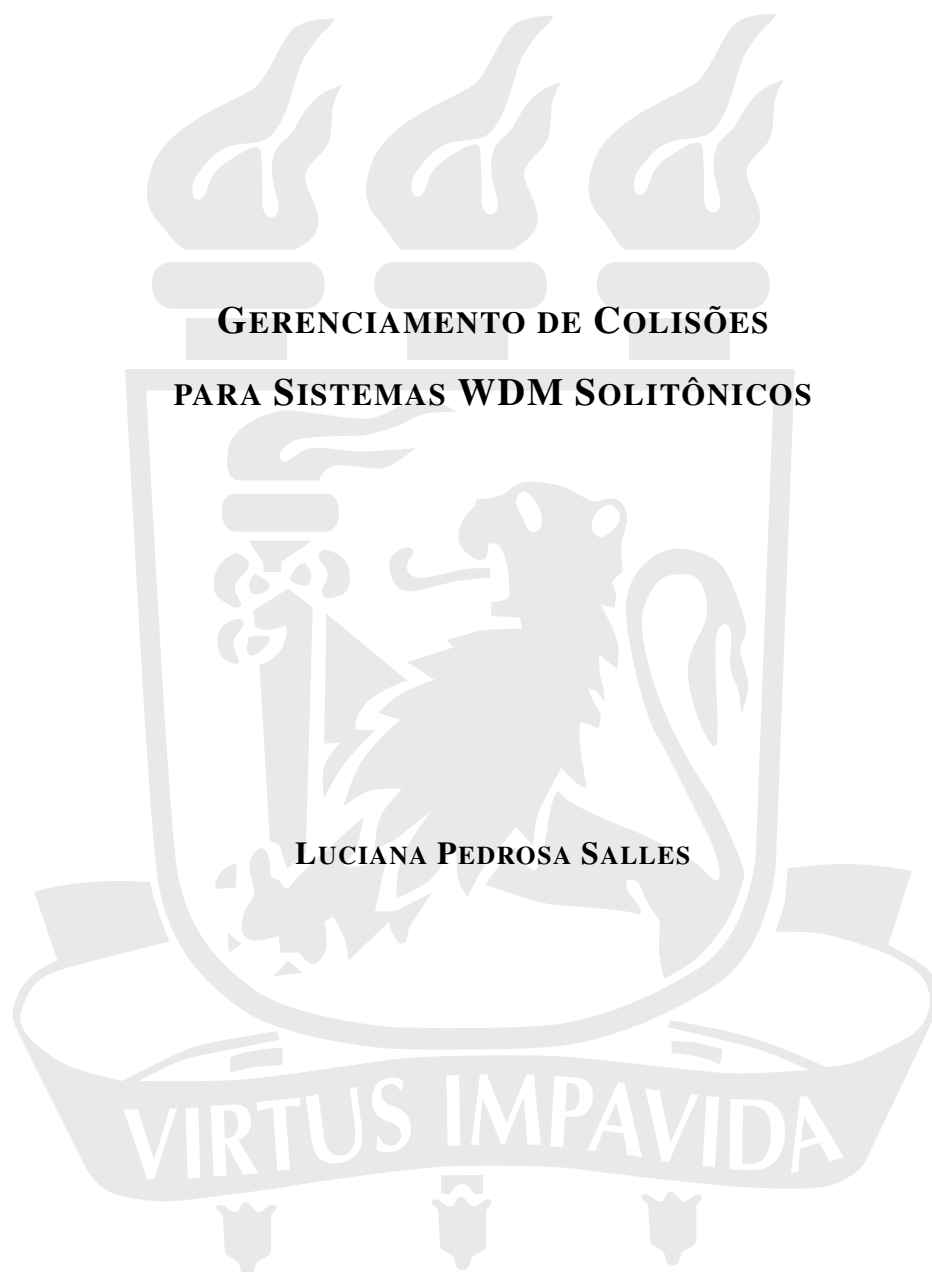


UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Recife, Novembro de 2004.

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

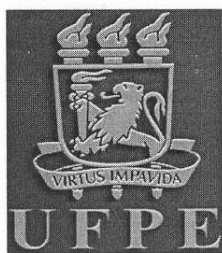
GERENCIAMENTO DE COLISÕES
PARA SISTEMAS WDM SOLITÔNICOS

LUCIANA PEDROSA SALLES

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**

ORIENTADOR: JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO, PH.D.

Recife, Novembro de 2004.



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

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

LUCIANA PEDROSA SALLES

TÍTULO
“GERENCIAMENTO DE COLISÕES PARA”
SISTEMAS WDM SOLITÔNICOS”

A comissão examinadora composta pelos professores: JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO, DES/UFPE, EDUARDO FONTANA, DES/UFPE, MÔNICA DE LACERDA ROCHA, Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações/CPqD e ANDERSON STEVENS LEÔNIDAS GOMES, DF/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram a candidata **Luciana Pedrosa Salles APROVADA.**

Recife, 30 de novembro de 2004.


JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO
Orientador e Membro Titular Interno


EDUARDO FONTANA
Membro Titular Interno


MÔNICA DE LACERDA ROCHA
Membro Titular Externo


ANDERSON STEVENS LEÔNIDAS GOMES
Membro Titular Interno

À minha filha, Mariana, por encher de alegria até mesmo os dias mais difíceis;
aos meus pais, Joaquim e Maria, incansáveis, pelo apoio e incentivo incondicionais;
e ao meu marido e grande amor, Willian, pela cumplicidade e apoio constantes.

AGRADECIMENTOS

Palavras podem às vezes não expressar com exatidão sentimentos como gratidão. Agradecer é um ato nobre que poucas pessoas expressam com sinceridade e ternura. Deus nos apresenta a todo instante muitos motivos para passarmos a vida agradecendo desde que abriremos os olhos até durante os sonos mais profundos. Muitas vezes esquecemos de olhar para as maravilhas que transformam nossas vidas e como meros espectadores lamentamos as mazelas do mundo. Como grande apreciadora das belezas disponíveis na natureza e entusiasta dos segredos a serem desvendados, agradeço a Deus pela oportunidade de contribuir com um grãozinho de areia na montagem do grande Mosaico do saber. Deus, que em sua magnitude, proporciona segredos a serem desvendados pelo instinto curioso e aguçado do homem. Sábio e Pai, oferece-nos a oportunidade e o arbítrio de construir o mundo, alimentando a todo momento a vocação natural do homem pela conquista e evolução. Deus, Pai, obrigado por ter alcançado esta meta, e por conceder a graça da atenção dos leitores deste trabalho.

Muitas pessoas contribuíram de forma direta ou indireta para a obtenção dos resultados apresentados nesta dissertação. Presto meus agradecimentos a todas elas e em especial:

aos meus pais, Joaquim Lopes Salles e Maria de Lourdes Salles Pedrosa, e ao meu Marido, Willian Ricardo Rocha pelo amor, dedicação e compreensão que propiciaram o equilíbrio emocional para a realização deste trabalho;

ao meu orientador, Prof. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho pelas longas horas dedicadas ao ensinamento e discussão do assunto apresentado;

a todos os professores de Departamento de Eletrônica e Sistemas (DES) desta Universidade que me receberam com muito carinho e atenção;

aos professores do Grupo de Fotônica em especial ao Prof. Antônio Jerônimo Belfort, Prof. Elio Menezes Pacheco, Prof. Frederico Dias Nunes que com dedicação me orientaram nos estudos e na busca de mais essa conquista;

ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro;

aos meus amigos Hélder A. Pereira, Ana Luiza S. Rolim e Isnaldo J. S. Coelho pelo

incentivo e as longas tardes de discussões e troca de idéias;

aos companheiros André L. Wanderley e Renato J. S. Cintra pela ajuda e explicações sobre o uso do \LaTeX ;

aos companheiros do Laboratório WDM, em especial Leonardo D. Coelho, Felipe W. B. Rech, Carmelo J. A. Bastos-Filho, Sérgio C. Oliveira e Éric Arantes pelas aulas, seminários e trabalhos realizados em conjunto que contribuíram para a minha formação;

aos funcionários deste departamento, principalmente à minha amiga Andréa Tenório, pelo trabalho de manutenção da estrutura administrativa.

Enfim agradeço a todos que de alguma forma contribuíram para a conclusão desta dissertação.

LUCIANA PEDROSA SALLES

Universidade Federal de Pernambuco

30 de Novembro de 2004

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

GERENCIAMENTO DE COLISÕES PARA SISTEMAS WDM SOLITÔNICOS

Luciana Pedrosa Salles

Novembro/2004

Orientador: Joaquim Ferreira Martins Filho, Ph.D.

Área de Concentração: Fotônica

Palavras-chaves: Sistemas de transmissão ópticos, WDM, comunicações ópticas, sólitons, sistemas WDM solitônicos, colisão solitônica, XPM, FWM, sem gerenciamento de dispersão, gerenciamento de colisão, técnica de atraso inicial, linhas de atraso.

Número de páginas: xxi+129

Nesta dissertação apresentamos um novo conceito para otimização de sistemas WDM solitônicos, chamado Gerenciamento de Colisões. Mostramos resultados de simulações com sistemas WDM solitônicos de amplificação discreta de 2×40 Gb/s, operando próximo do zero de dispersão, na banda C de transmissão, sem o uso de gerenciamento de dispersão ou quaisquer outras técnicas já consagradas (como por exemplo filtros ao longo do enlace) de minimização de efeitos físicos prejudiciais ao desempenho do sistema. Após fundamentar e explorar o conceito de Gerenciamento de Colisões, propomos o uso de três técnicas. A primeira trata-se do gerenciamento de colisões incompletas que podem ocorrer no início e no final da transmissão. Para viabilizar este gerenciamento propomos uma técnica que consiste na inserção de um atraso inicial entre pulsos de canais diferentes. Essa técnica, em um sistema otimizado, para condições apropriadas (comprimento de colisão maior que duas vezes o comprimento de amplificação), pode permitir uma melhora no desempenho de sistemas WDM solitônicos, chegando a dobrar o alcance dos mesmos, pois ela elimina a colisão incompleta inicial e, em determinados casos, a final. Outras duas técnicas sugeridas exemplificam que, por meio do gerenciamento das colisões completas, podemos melhorar o desempenho de sistemas WDM solitônicos, otimizando adequadamente o espaçamento entre canais, bem como, o espaçamento entre amplificadores do mesmo. Verificamos que a otimização correta de Sistemas WDM Solitônicos, aliado ao uso adequado do espaçamento entre canais e amplificadores, pode permitir ao sistema um alcance em torno de 1000 km, para uma taxa de erro por bit (BER) de aproximadamente 10^{-12} , sem o uso da técnica de gerenciamento de colisão incompleta, e em torno de 1600 km, com a utilização da mesma.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering

COLLISION-MANAGEMENT FOR WDM SOLITONIC SYSTEMS

Luciana Pedrosa Salles

November/2004

Supervisor: Joaquim Ferreira Martins Filho, Ph.D.

Area of Concentration: Photonics

Keywords: Optical transmission systems, optical communication, Wavelength Division Multiplexing, solitons, WDM soliton systems, soliton collision, XPM, FWM, Collision-Management, Initial delay, Initial overlap.

Number of pages: xxi+129

In this work we propose a new concept for optimization of Solitonic WDM Systems, called Collision-Management. We show the simulation results of 2×40 Gb/s Wavelength-Division Multiplexed (WDM) Solitonic Systems. We used Lumped Amplification with Erbium-doped fiber amplifier (EDFAs) and channels working near zero dispersion in the C band (1530–1560 nm), without using Dispersion-Management or other schemes for minimizing the physical effects that degrade the optical transmission systems. After presenting the fundamental concepts of Collision-Management, we propose three techniques to implement it. The first is incomplete Collision-Management. Incomplete Collisions can occur at the beginning or/and at the end of the transmission. For this type of Management we suggest the introduction of an Initial Delay among pulses of different channels. If used in well balanced systems, this technique can increase the range of 2×40 Gb/s WDM soliton transmission systems, due to the elimination of initial and final Incomplete Collisions. In some cases it can double the reach. We suggest two techniques for Complete Collision-Management, through Optimization of Channel Spacing and Optimization of Amplifier Spacing. We also show that if correctly designed, 2×40 Gb/s WDM Solitonic Systems can reach about 1000 km (with BER about 10^{-12}), when using the Complete Collision-Management technique, and about 1600 km if we add incomplete Collision-Management technique.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xiii
ABREVIACÕES	xiv
SIMBOLOGIA	xvii
DEFINIÇÕES	xx
1 INTRODUÇÃO	1
2 SISTEMAS WDM SOLITÔNICOS	6
2.1 Sistemas de Transmissão Óptica WDM	6
2.1.1 Aspectos Principais	6
2.1.2 Evolução Histórica	13
2.2 Sistemas de Transmissão Óptica Solitônicos	16
2.2.1 Princípios Básicos	16
2.2.2 Evolução Histórica	21
2.2.3 Equação Não-linear de Schrödinger	22
2.2.4 Projeto para Sistemas de Transmissão Solitônicos	24
2.3 Sistemas de Transmissão Óptica WDM Solitônicos	35
2.3.1 Fundamentos Iniciais	35
2.3.2 Evolução Histórica	38
2.3.3 Efeitos de XPM e FWM para Dois Canais	39
3 GERENCIAMENTO DE COLISÃO	44
3.1 Fundamentos Teóricos	44
3.1.1 Gerenciamento de Colisões	47

3.1.2	Equacionamento da Proposta	47
3.2	Simulações Computacionais	48
3.2.1	Arquitetura	49
3.2.2	Parâmetros Considerados	52
3.2.3	Procedimentos de Projeto	55
3.3	Sistemas Solitônicos Isolados	56
4	GERENCIAMENTO DE COLISÕES INCOMPLETAS	58
4.1	Técnica de Atraso Inicial entre Canais Diferentes	58
4.2	Análise de Resultados	59
4.2.1	O Efeito das Colisões Sobre a BER do Sistema	60
4.2.2	Desempenho do Sistema com a Variação do Atraso	68
4.2.3	Impacto da Técnica nos Efeitos Causados pela FWM e pela XPM	69
4.2.4	Condições para Utilização da Técnica Proposta	75
4.2.5	Alcance X Desempenho	77
5	GERENCIAMENTO DE COLISÃO COMPLETA	82
5.1	Espaçamento Ideal entre Canais	82
5.2	Espaçamento Ideal entre Amplificadores	84
5.3	Alcance máximo de Sistema com Dois Canais	87
6	OTIMIZAÇÃO DE POTÊNCIAS PARA DOIS CANAIS	93
6.1	Fundamentos Teóricos	93
6.1.1	O Efeito SPM e XPM	93
6.1.2	O Efeito FWM	98
6.2	Resultados - Sistemas WDM Solitônicos Simulados	105
7	CONCLUSÕES	110
	Apêndice A EQUAÇÃO NÃO LINEAR DE SCHRÖDINGER	114
	Apêndice B INTRODUÇÃO AO LINKSIM®	118
	Apêndice C PUBLICAÇÕES	122
	REFERÊNCIAS	123

LISTA DE FIGURAS

2.1	Topologias de redes WDM.	9
2.2	Configuração de um enlace WDM ponto a ponto.	10
2.3	Esquema de modulação ON-OFF – Formato NRZ e RZ.	11
2.4	Amplificadores ópticos usados em diversas bandas de sistemas WDM.	12
2.5	Esquema de amplificação: discreta e distribuída.	29
2.6	Colisão completa entre dois pulsos solitônicos.	38
2.7	Colisão simétrica – Deslocamento de frequência durante a colisão de dois sólitons em um meio sem perdas.	41
2.8	Ondas geradas por FWM em um sistema com dois canais.	42
2.9	Comparação entre a energia resultante do processo de FWM normalizada pela energia do sóliton.	43
3.1	Deslocamento de frequência residual em sistema de amplificação discreta.	46
3.2	Esquema do processo de colisão.	49
3.3	Diagrama esquemático do sistema WDM solitônico simulado.	50
3.4	Esquema de configuração do transmissor.	50
3.5	Esquema de configuração do receptor.	51
3.6	Potência em função do comprimento de onda do canal solitônico isolado.	57
3.7	Distância em função do comprimento de onda do canal solitônico.	57
4.1	Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão – $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1551,2$ nm e $L_a = 25$ km.	62
4.2	Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão – $ch1 = 1550,3$ nm, $ch2 = 1551,0$ nm e $L_a = 50$ km.	63
4.3	Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão – $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1551,2$ nm e $L_a = 50$ km.	64

4.4	Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão – $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1551,6$ nm e $L_a = 50$ km.	65
4.5	Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão – $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1551,7$ nm e $L_a = 50$ km.	66
4.6	Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão – $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1552,5$ nm e $L_a = 50$ km.	67
4.7	Alcance de sistemas WDM solitônico de dois canais em relação à variação do atraso inicial.	68
4.8	Histograma – Impacto da técnica proposta sobre os efeitos causados pela FWM e XPM.	71
4.9	Análise espectral das simulações com e sem a utilização da técnica de atraso inicial entre canais diferentes – $ch1 = 1550,3$ nm e $ch2 = 1551,0$ nm. . . .	72
4.10	Análise espectral das simulações com e sem a utilização da técnica de atraso inicial entre canais diferentes – $ch1 = 1550,5$ nm e $ch2 = 1551,2$ nm. . . .	73
4.11	Análise espectral das simulações com e sem a utilização da técnica de atraso inicial entre canais diferentes – $ch1 = 1550,5$ nm e $ch2 = 1551,7$ nm. . . .	74
4.12	Ganho em alcance de sistemas WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s devido à inserção do atraso inicial entre pulsos de canais diferentes para $ch1 = 1550,3$ nm, $ch1 = 1550,7$ nm e $ch1 = 1551,2$ nm.	79
4.13	Ganho em alcance de sistemas WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s devido à inserção do atraso inicial entre pulsos de canais diferentes para $ch1 = 1550,5$ nm.	80
4.14	Alcance em função da relação L_{col}/L_a variando o espaçamento entre canais para $ch1 = 1550,3$ nm e $ch1 = 1550,5$ nm.	81
5.1	Alcance do sistema em função de L_{col}/L_a com $\Delta\lambda$ fixo, variando L_a	85
5.2	Total de colisões $\times L_{col}/L_a$, com $L_a = 50$ km, sem a inserção de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes.	90
5.3	Total de colisões $\times L_{col}/L_a$, com $L_a = 50$ km, com a inserção de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes.	91
5.4	Total de colisões $\times \Delta\lambda$, para $L_a = 50$ km, $ch1 = 1550,3$ nm; 1550,5 nm e 1550,7 nm; com e sem a inserção de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes.	92
6.1	Comparação entre as potências de entrada otimizadas de um sistema solitônico isolado e um sistema WDM solitônico.	97

6.2	Procedimento prático utilizado para a otimização das potências de entrada para um sistema WDM solitônico de dois canais.	100
6.3	Primeira tentativa de otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico.	101
6.4	Segunda tentativa de otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico.	101
6.5	Refinamento da otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico, para $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1551,6$ nm, $L_a = 50$ km e alcance de 850 km.	102
6.6	Otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico para $\tau_{del} = 15$ ps; alcance de 975 km; $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1551,2$ nm e $L_a = 25$ km.	102
6.7	Otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico para $\tau_{del} = 15$ ps; alcance de 1175 km; $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1551,2$ nm e $L_a = 25$ km.	103
6.8	Primeira tentativa de otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico. Para $\tau_{del} = 15$ ps; $ch1 = 1550,5$ nm; $ch2 = 1551,6$ nm; $L_a = 50$ km e alcance de 1750 km.	103
6.9	Otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico. Para $\tau_{del} = 15$ ps; $ch1 = 1550,5$ nm; $ch2 = 1551,6$ nm; $L_a = 50$ km e alcance de 1500 km.	104
6.10	Potências de entrada otimizadas por canal, em um sistema WDM solitônico, em função do espaçamento entre canais sem e com a inserção do atraso inicial entre os canais, para $ch1 = 1550,3$ nm e $L_a = 50$ km.	105
6.11	Potências de entrada otimizadas por canal, em um sistema WDM solitônico, em função do espaçamento entre canais sem e com a inserção do atraso inicial entre os canais, para $ch1 = 1550,5$ nm e $L_a = 50$ km.	106
6.12	Potências de entrada otimizadas por canal, em um sistema WDM solitônico, em função do espaçamento entre amplificadores sem e com a inserção do atraso inicial entre os canais, para $ch1 = 1550,5$ nm e $\Delta\lambda = 0,7$ nm.	107
6.13	Potências de entrada otimizadas por canal, em um sistema WDM solitônico, em função do espaçamento entre canais sem e com a inserção do atraso inicial entre os canais, para $ch1 = 1550,7$ nm e $L_a = 50$ km.	108
B.1	Exemplo do ambiente de simulação usado no LinkSim [®] Versão 3.3	119

LISTA DE TABELAS

2.1	Evolução dos sistemas de comunicação WDM	16
2.2	Evolução dos sistemas de comunicação solitônicos	23
2.3	Evolução dos sistemas de comunicação WDM solitônicos.	39
3.1	Parâmetros fixos das simulações	52
3.2	Canais simulados.	53
3.3	Parâmetros variados nas simulações	54
5.1	Equações para a distância da última colisão	87
5.2	Relações para determinar o número de colisões completas e incompletas . .	88
5.3	Total de colisões (completas e incompletas) para $\Delta\lambda = 0,7$ nm, com e sem a inserção de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes.	88
6.1	Potências de entrada otimizadas para operação do sistema WDM solitônico	109

ABREVIACÕES

Todas as abreviaoes utilizadas nessa dissertaao foram relacionadas e descritas a seguir:

- ASE – *Amplified Spontaneous Emission* - Emissão espontânea amplificada.
- BER – *Bit-Error Rate* - Taxa de Erro por Bit.
- cc – Complexo conjugado.
- CDM – *Code-Division Multiplexing* - Multiplexaao por divisão de códigos.
- ch – *channel* - canal.
- CWDM – *Coarse Wavelength Division Multiplexing* - Multiplexaao por divisão de comprimento de onda sem precisão.
- DCF - *Dispersion-compensated Fibers* - Fibras compensadoras de dispersão.
- DSF – *Dispersion shifted Fiber* - Fibra de dispersão deslocada.
- DWDM – *Dense Wavelength Division Multiplexing* - Multiplexaao por divisão de comprimento de onda densa.
- EDFA – *Erbium-doped fiber amplifier* - Amplificadores de fibra dopada com  rbio.
- EDTDFA – *Telluride-based Erbium-doped fiber amplifier* - Amplificadores de fibra dopada com  rbio baseado Telureto.
- FO – Fibra  ptica.
- FRA+EDFA – *Fiber Raman amplifier and Erbium-doped fiber amplifier* - Amplificadores de fibra Raman e Amplificadores de fibra dopada com  rbio.
- FSA – *fast saturable absorber* - absorvedores saturáveis rapidamente.
- FWHM – *Full Width at Half Maximum* - largura do pulso a 3dB da potência de pico.
- FWM – *Four-wave mixing* - Mistura de quatro ondas.

- GS-EDFA – *Gain-shifted Erbium-doped fiber amplifier* - Amplificadores de fibra dopada com Érbio com ganho deslocado.
- GS-TDFA – *Gain-shifted Thulium-doped fiber amplifier* - Amplificadores de fibra dopados com Túlio com ganho deslocado.
- GVD – *Group-Velocity Dispersion* - Dispersão de velocidade de grupo.
- LAN – *Local area networks* - Redes locais.
- MKS – *Metre Kilogram Second* - Denominação utilizada para o Sistema Internacional de unidades (SI).
- NLSE – *Nonlinear Schrödinger Equation* - Equação não linear de Schrödinger.
- NRZ – *Nonreturn-to-zero* - Não retorno ao zero.
- NZDSF – *Nonzero Dispersion shifted Fiber*- Fibra de dispersão deslocada não nula.
- OADM – *Optical Add-Drop Multiplex* - Multiplexador Óptico com função de adicionar e remover comprimentos de ondas.
- OTDM – *Optical Time-Division Multiplexing* - Multiplexação óptica por divisão de tempo.
- OXC – *Optical Cross-Connect* - Equipamento Óptico de Conexão Cruzada.
- PDFA – *Praseodim-doped fiber amplifier* - Amplificador de fibra dopada com Praseodímio.
- PMD – *Polarization-Mode Dispersion* - Dispersão por modo de polarização.
- RWA – *Routing and Wavelength assignment problem* - Problema de alocação e roteamento de comprimento de onda.
- RX - Receptor.
- RZ – *Return-to-zero* - Retorno ao Zero.
- SNR – *Signal-to-noise Ratio* - Relação sinal-ruído.
- SPM – *Self-phase modulation* - Auto modulação de fase.
- SSMF – *Standard Single Mode Fiber* - Fibra monomodo padrão.
- TDFA – *Thulium-doped fiber amplifier* - Amplificadores de fibra dopados com Túlio.

- TOD – *Third-Order Dispersion* - Dispersão de terceira ordem.
- TX – Transmissor.
- WDM – *Wavelength-Division Multiplexing* - Multiplexação por divisão de comprimento de onda.
- UDWDM – *Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing* - Multiplexação por divisão de comprimento de onda ultra-densa.
- XPM – *Cross-phase modulation* - modulação de fase cruzada.

SIMBOLOGIA

A simbologia utilizada nessa dissertação com sua respectiva descrição e unidade de medida no sistema MKS pode ser observada na tabela a seguir:

Simbologia	Descrição	Unidade
A	Amplitude do envelope do pulso	
$A(z, t)$	Função que representa o envelope do pulso	
A_{eff}	Área efetiva	(m^2)
B	Taxa de transmissão	(b/s)
BW	Largura de banda do filtro no Demultiplexador	(m)
b_j	Fração do <i>bit slot</i>	
$b(\xi)$	Relação entre $p(\xi)$ e $d(\xi)$	
c	Velocidade da luz no vácuo	(m/s)
D	Parâmetro de dispersão	(s/m^2)
D_{medio}	Parâmetro de dispersão médio	(s/m^2)
D_{PMD}	Coefficiente de Dispersão do modo de polarização	(s/m^2)
$d(\xi)$	Parâmetro que depende do gerenciamento de dispersão	
E	Campo elétrico	(V/m)
f	Frequência do pulso	(Hz)
f_{LM}	Fator de aumento da potência (sistemas amplificação discreta)	
F_n	Figura de ruído do amplificador	(dB)
G	Ganho do amplificador	(dB)
G_r	Ganho Raman	(m/W)
g_m	Ganho do amplificador da posição m	(dB)
h	Constante de Planck $h = 6,63 \times 10^{-34}$	(Js)
I	Intensidade	(W/m^2)

Simbologia	Descrição	Unidade
L	Comprimento da fibra	(m)
L_a	Comprimento de separação entre amplificadores	(m)
L_{col}	Comprimento de colisão	(m)
L_D	Comprimento de dispersão	(m)
L_{del}	Comprimento de atraso	(m)
L_{final}	Distância onde ocorre o final da última colisão	(m)
$L_{inicial}$	Distância onde ocorre o início da última colisão	(m)
L_p	Período da geração de ondas por FWM	(m)
L_{t1}	Alcance do sistema limitado por interação entre pulsos	(m)
L_{t2}	Limite de Gordon Haus	(m)
n	Índice de refração	
n_0	Índice de refração linear	
n_2	Índice de refração não linear	(m^2/W)
N	Representa a ordem do sóliton (redefinido localmente)	
N_A	Número total de amplificadores	unidade
NF	Figura de ruído do amplificador	(dB)
n_{sp}	Fator de emissão espontânea	(dB)
P	Potência de pico	(W)
$p(\xi)$	Função que representa a potência do sóliton em relação a ξ	(W)
\tilde{p}	Valor médio da potência	(W)
P_0	Potência de pico inicial	(W)
P_{in}	Potência de pico inicial corrigida (sistemas de amplificação discretos)	(W)
P_T	Potência de pico de saída	(W)
q_0	Metade da razão entre o <i>bit slot</i> e a largura do sóliton	
S	Declividade da dispersão <i>Dispersion slope</i>	(s/m^3)
t	Tempo	(s)
T_0	Largura do pulso inicial a 1/e de seu valor de pico	(s)
T_B	Duração do <i>bit slot</i>	(s)
$T_{col}B$	Período de colisão	(m)
T_{FWHM}	Largura do pulso a meia altura	(s)
U	Amplitude normalizada em relação a P	
u	Amplitude renormalizada $u = NU$	
v_g	Velocidade de grupo	(m/s)
w	Frequência angular	(rad/s)
w_a	Frequência angular Anti-Stoke	(rad/s)
w_s	Frequência angular Stoke	(rad/s)
W_{sol}	Energia do sóliton	(J)
W_{FWM}	Energia gerada por FWM	(J)
z	Distância	(m)
Z	Produto de Ω_{ch} por ξ	(rad/s)

Simbologia	Descrição	Unidade
α_{dB}	Coeficiente de atenuação	(dB/m)
β	Constante de propagação	(m ⁻¹)
β_0	Constante de propagação linear	(m ⁻¹)
β_1	Inverso da velocidade de grupo	(s/m)
β_2	Coeficiente de dispersão de velocidade de grupo	(s ² /m)
β_3	Coeficiente de dispersão de terceira ordem	(s ³ /m)
γ	Coeficiente não linear	(W ⁻¹ /m)
Γ	Perda da fibra sobre um comprimento de dispersão	(dB/m)
δ_m	Metade do espaçamento entre canais em frequência angular	(rad/s)
Δf	Espaçamento, em frequência, entre canais	(Hz)
Δk	Parâmetro de casamento de fase	(m ⁻¹)
$\Delta \lambda$	Espaçamento entre canais em comprimento de onda	(m)
$\Delta \omega$	Separação de frequências entre canais	(rad/s)
Δt	Deslocamento temporal	(s)
ΔV	Velocidade relativa	(m/s)
ϵ_0	Permissividade no espaço livre	(F/m)
λ	Comprimento de onda central do pulso	(m)
λ_0	Comprimento de onda do zero de dispersão	(m)
Λ	Largura espectral do pulso	(m)
ν	Amplitude renormalizada (função de variação lenta em ξ)	
τ_{del}	Tempo de atraso	(s)
ξ	Distância normalizada em relação a L_D	
ξ_A	Espaçamento entre amplificadores normalizado	
ϖ_0	Raio modal (<i>spot size</i>)	(m)
τ	Tempo normalizado em relação a T_0	
Φ	Diâmetro da fibra	(m)
$\chi^{(n)}$	Susceptibilidade de ordem n	
Ω_{ch}	Espaçamento entre canais em frequência angular	(rad)

DEFINIÇÕES

Todas as definições necessárias para o entendimento desta dissertação foram relacionadas e descritas a seguir:

Banda C – Denominação dada ao intervalo espectral que compreende a faixa de 1530 a 1565 nm [1].

Banda L – Denominação dada ao intervalo espectral que compreende a faixa de 1565 a 1625 nm [1].

Banda S – Denominação dada ao intervalo espectral que compreende a faixa de 1460 a 1530 nm [1].

Bit – É a unidade de um sinal digital usada para representar os algarismos um ou zero em um sistema de transmissão de dados.

Bit slot – Intervalo onde está localizada uma informação (bit um ou zero).

Bombear – Introduzir na fibra um sinal de frequência adequada.

Chirp – Variação de frequência, ou deslocamento das frequências que compõem o espectro de um pulso dentro do mesmo. Também conhecido como gorjeio.

Colisão – Colisão é a sobreposição entre dois ou mais pulsos de frequências diferentes capaz de gerar interações não-lineares entre os pulsos.

Crosstalk – Efeito de interferência causado pelo entrelaçamento de frequências que compõem os canais.

Eletrostriction – Denominação dada ao fenômeno que cria variação de densidade no material em resposta à variação no campo elétrico.

Jitter – Mudança ou variação.

Largura de banda - É a diferença entre a maior e a menor frequência de um determinado intervalo espectral.

Optical Cross-Connect – OXC - Equipamento Óptico de Conexão Cruzada - Equipamento que realiza o roteamento de comprimento de ondas em nível óptico.

OADM – Equipamento que tem as funções de permitir a inserção ou retirada de um determinado número de comprimentos de onda.

sech – Símbolo utilizado para representar a secante hiperbólica.

Slope – Inclinação da reta tangente à curva Dispersão \times Comprimento de onda para um determinado ponto (comprimento de onda).

Spot size – Raio modal - É o raio da área iluminada em um corte transversal de uma fibra submetida a um sinal de luz constante.

Timing jitter – Mudança da posição do *bit* em seu *bit slot* ao longo do tempo.

Transponder – Equipamento cuja função é a de realizar a adequação da frequência do sinal de entrada para um sinal de saída compatível com o plano de frequências padronizado pelas normas G.694.1 (DWDM) e G.694.2 (CWDM) do ITU-T.

1 | INTRODUÇÃO

O século XXI inicia uma nova era, a era da Informação. Presenciamos, no século passado, uma revolução tecnológica no mundo, influenciada principalmente pela evolução dos sistemas de telecomunicações. Os resultados dessa evolução podem ser claramente vistos através da possibilidade atual do fluxo de informações em tempo real e de um crescente dinamismo das operações, desde as econômicas, às de saúde, educação e segurança. Atualmente, podemos ver ao vivo desde ataques terroristas a transmissões simultâneas de jogos. Médicos especialistas podem auxiliar cirurgias complicadas à distância, ajudando a salvar vidas. Especialistas das mais diversas áreas podem interagir independentemente do local em que se encontram. Crianças são estimuladas desde cedo em ambientes ricos de informação e conhecimento. Famílias separadas pelas distâncias podem minimizar a dor da saudade comunicando-se a qualquer momento em tempo real. É a evolução do setor de telecomunicações a serviço da humanidade. Descobrir e explorar recursos científicos e tecnológicos para viabilizar a crescente evolução dos meios de comunicações, em todos os níveis e classes sociais, é fundamental para o progresso de uma nação.

No Brasil, investimentos no setor de telecomunicações têm sido feitos desde a época em que as antigas empresas estatais (TELESP, TELPE, TELEMIG e outras) geriam o setor. Visando atingir uma meta de universalização dos serviços de telecomunicações e, para tanto, atrair maiores investimentos, o governo brasileiro privatizou todos os serviços de telecomunicações. A partir de então, pudemos observar um crescimento acelerado do setor [2]. Vimos por exemplo, empresas como a Eletronet implantar aproximadamente 16000 km [3] de cabos ópticos, ativando em 2002 sua primeira etapa de um projeto que visa interligar as principais cidades brasileiras, atendendo com fibra óptica 94% da população brasileira [4]. No entanto, salientamos que parte dos cabos ópticos instalados no Brasil, desde a época das empresas

estatais, e no mundo é formada por um tipo de fibra conhecida como fibra de dispersão deslocada (DSF - *Dispersion shifted Fiber*) e estão operando na banda C de transmissão. Portanto, os equipamentos já instalados operam sob essas condições.

Para conquistar a meta de universalização proposta pelo Governo Brasileiro são necessários investimentos em pesquisas que possibilitem o desenvolvimento de tecnologias, dispositivos, equipamentos, materiais e técnicas de transmissão capazes de atender as mais diversas situações, considerando a demanda de serviços de cada localidade e as distâncias diferenciadas entre elas, no menor custo possível.

Atualmente as atividades de informação, principalmente os serviços de telecomunicações, são fundamentalmente importantes para a economia brasileira. Serviços oferecidos pelos sistemas de telecomunicações representam 68% da receita dos serviços de informações [5] ¹. Dentre os diversos serviços oferecidos, citamos os principais: telefonia fixa, telefonia móvel, televisão aberta, interconexão na telefonia celular, televisão por assinatura, transmissão de dados e acesso à Internet.

Qual seria a taxa de transmissão necessária para oferecer alguns dos serviços acima descritos? Um sinal de áudio analógico, por exemplo, contém frequências num intervalo entre 0,3-3,4 kHz, com uma largura de banda $\Delta f = 3,1$ kHz. Este sinal, precisa ser amostrado a uma taxa de 8kHz, onde cada amostra é representada por 8 bits, necessitando assim, de uma taxa mínima de transmissão de 64 kb/s. Já um sinal de vídeo ocupa um largura de banda de aproximadamente 4 MHz, portanto, sua taxa mínima de transmissão é de 66 Mb/s. Na prática o sinal de vídeo digital, sem o uso de técnicas de compressão ², requer uma taxa de transmissão de 100 Mb/s ou mais [6].

Em um enlace óptico interligando cidades, vários sinais podem ser transmitidos simultaneamente. Em um enlace interligando a cidade de Recife a Salvador, por exemplo, com uma capacidade de 80Gb/s, 1,25 milhões de habitantes podem se comunicar através de sinais digitais de áudio ao mesmo tempo por uma mesma fibra (aproximadamente 15% da população do estado de Pernambuco ³). O que equivale a aproximadamente 800 consumidores podem transmitir sinais de vídeo (imagem) simultaneamente pela mesma fibra, utilizando uma taxa de 100 Mb/s cada. Podemos verificar que taxas dessa ordem podem ser interessantes na interligação entre muitas cidades de médio e grande porte. E continuarão sendo, no futuro, para a interligação de pequenas cidades.

Fibras ópticas são empregadas para transmissão de dados, voz e imagem desde 1980, por

¹As atividades de informação são produtos classificados pelo IBGE no setor de serviços. Abrangem os serviços relacionados às novas tecnologias de comunicação e informação, como informática, telecomunicações e audiovisuais.

²Técnicas de compressão de imagem, como por exemplo a conhecida por MPEG-2, podem ser utilizadas para reduzir a taxa mínima de transmissão requerida.

³Considerando que a população estimada de Pernambuco em 2004 seja de aproximadamente 8,3 milhões de habitantes [5].

serem adequadas para aplicações que requerem grande largura de banda e longas distâncias. O custo por *bit* de sistemas ópticos, na ocasião, foi considerado baixo em relação aos sistemas de transmissão que utilizavam o ar como meio de propagação. Isso era economicamente interessante para o usuário final que necessitava de pequena taxa de transmissão. A partir dos anos 90, o usuário final passa a precisar de maiores taxas de transmissão, tornando-se necessário aumentá-las mantendo-se, no entanto, custos baixos [7]. Para tanto, progressivamente, tem-se desenvolvido tecnologias para implementar redes totalmente ópticas capazes de suportar altas taxas de transmissão e atingir grandes distâncias. A conquista desse desafio configura um cenário que reduz o custo por nó óptico [7].

Sistemas de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM - *Wavelength-Division Multiplexing*), surgem como solução para alcançar altas capacidades de transmissão, possibilitando a transmissão de dados em altas taxas através da multiplexação por comprimento de onda de canais diferentes. No entanto, quanto maior a taxa de transmissão de um determinado sistema menor o seu alcance.

Outra tecnologia de transmissão óptica, inicialmente demonstrada em 1988 [8], é o sistema de comunicação óptico sólitônico. Sistemas solitônicos são sistemas de transmissão de dados capazes de atingir grandes distâncias, até mesmo transoceânicas, sem regeneração, com uma taxa de erro aceitável.

Sistemas WDM solitônicos são sistemas de comunicações ópticas que utilizam a multiplexação por comprimento de onda entre sólitons de frequências diferentes (canais solitônicos diferentes). A aliança entre essas duas tecnologias, sóliton e WDM, pode permitir aos sistemas ópticos atingirem grandes distâncias com altas taxas de transmissão de dados. Para tanto, algumas técnicas auxiliares precisam ser utilizadas.

Muitos trabalhos têm sido desenvolvidos no sentido de viabilizar sistemas WDM solitônicos utilizando técnicas de gerência de dispersão ou filtros. A implementação dessas técnicas exige alterações físicas na configuração da rede externa de transmissão, o que pode apresentar custo elevado.

Parte dos desafios encontrados na implementação desses sistemas são gerados pela colisão de pulsos de canais diferentes. Colisão é a sobreposição entre dois ou mais pulsos de frequências diferentes capaz de gerar interações não-lineares entre os pulsos. Durante a transmissão de sinais a diferença de velocidade entre os pulsos de canais distintos produz colisões periódicas entre os pulsos desses canais. Essas colisões podem ser classificadas em colisões completas ou incompletas. Elas podem ocorrer no início, no final e ao longo da propagação do sinal na fibra óptica. Colisões completas são aquelas onde o pulso de um canal percorre todo o pulso do outro canal sobrepondo-se do início ao fim. Já nas colisões

incompletas o pulso de um canal não percorre todo o pulso do outro canal.

Neste trabalho propomos um novo conceito que pode ser empregado para melhorar o desempenho de Sistemas de transmissão WDM Solitônicos, através da minimização dos efeitos causados pelas colisões, chamado Gerenciamento de Colisões. Podemos diferenciar o Gerenciamento de Colisões em dois tipos: o Gerenciamento de Colisões completas e o Gerenciamento de Colisões incompletas. O primeiro visa minimizar os efeitos provocados pelas colisões completas, já o segundo visa diminuir os efeitos causados pelas colisões parciais ou incompletas que podem ocorrer no início e no final da transmissão.

Tendo em vista o cenário acima exposto, trabalhamos com simulações de sistemas de transmissão WDM solitônicos sem implementação de gerência de dispersão ou filtros, utilizando fibras DSF e dois canais de 40 Gb/s operando próximos do zero de dispersão na banda C de transmissão.

Neste trabalho implementamos a técnica de gerenciamento de colisão inicial e final dos pulsos através do uso de um atraso inicial adequado entre os pulsos de canais diferentes. Evidenciamos, através de simulações com dois canais de 40 Gb/s, que a introdução desse atraso, em determinadas condições, possibilita ao sistema, adequadamente otimizado, alcançar distâncias ainda maiores para uma mesma taxa de transmissão, considerando uma taxa de erro pré-determinada (qualidade de serviço). Uma das grandes vantagens da utilização dessa proposta é que nela não há, necessariamente, o uso de gerenciamento de dispersão e portanto toda a modificação a ser efetuada no sistema se restringe ao transmissor, ficando a rede externa livre de alterações.

Nosso trabalho se propõe a mostrar que, em condições apropriadas, a técnica de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes em sistemas WDM solitônicos, permite aumentar o alcance do sistema otimizado, através da minimização dos efeitos da colisão entre canais. Isso porque durante a colisão entre canais a modulação de fase cruzada (XPM - *Cross-phase modulation*) e a mistura de quatro ondas (FWM - *Four-wave mixing*) induzem efeitos de deslocamento de frequência do pulso solitônico que irão provocar o deslocamento do pulso no intervalo de *bit* (*bit slot*) ao longo do tempo (*timing jitter*). Este trabalho propõe mostrar, também, dois exemplos de gerenciamento de colisão completa através da alocação adequada de amplificadores e do uso de espaçamento entre canais apropriado para determinada situação.

Estruturamos esta dissertação em 7 capítulos, dos quais o segundo visa fornecer ao leitor os fundamentos teóricos necessários para a contextualização e o entendimento do assunto proposto. Através de uma abordagem apropriada da revisão bibliográfica, tratamos todos os aspectos necessários sobre sistemas WDM e sistemas solitônicos para finalmente introduzir-

mos os sistemas WDM solitônicos utilizados no trabalho. O terceiro capítulo é dedicado aos conceitos e fundamentos do Gerenciamento de Colisão; bem como ao seu equacionamento. Nesse capítulo, é apresentado o procedimento, a arquitetura, dados e parâmetros utilizados em todas as simulações. No quarto capítulo explicamos em detalhes a técnica de gerenciamento de colisão incompleta proposta, sua aplicação e as simulações efetuadas, juntamente com seus resultados. Já o capítulo cinco exemplifica o gerenciamento de colisão completa através de dois aspectos de projeto a serem observados: o espaçamento entre amplificadores e o espaçamento entre canais. O gerenciamento de colisão observando essas duas características do sistema possibilita ao mesmo um melhor desempenho devido à minimização de efeitos causados pelas colisões entre canais. Ainda nesse capítulo, sugerimos um método para estimar o alcance de sistemas de dois canais de 40 Gb/s. O capítulo seis esclarece o procedimento utilizado para otimização do sistema de transmissão WDM solitônico com ou sem o uso da técnica de gerenciamento de colisão. Já a conclusão desta dissertação e os trabalhos futuros sugeridos podem ser encontrados no último capítulo deste documento.

2 SISTEMAS WDM SOLITÔNICOS

2.1 Sistemas de Transmissão Óptica WDM

2.1.1 Aspectos Principais

A demanda de tráfego de dados e imagens tem aumentado extraordinariamente nos últimos anos. Esse aumento da demanda é acompanhado pela necessidade cada vez maior de qualidade de serviço e segurança. Para suprir estas e futuras projeções, muitas pesquisas [9] têm sido desenvolvidas no sentido de aumentar a largura de banda por fibra em redes de comunicações ópticas. A capacidade potencial de fibras monomodo é de aproximadamente 50 Tb/s [7]. No entanto, esta taxa é bem maior que o limite atual de processamento eletrônico de algumas dezenas de Gb/s. Portanto, para permitir a transmissão de dados de múltiplos usuários em uma única fibra, tecnologias de multiplexação no domínio óptico têm sido exploradas. Dentre essas tecnologias podemos citar a multiplexação por divisão no tempo (OTDM - *Optical Time-Division Multiplexing*), a multiplexação por divisão de códigos (CDM - *Code-Division Multiplexing*) e a multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM - *Wavelength-Division Multiplexing*). As duas primeiras sofrem limitações e são tecnologicamente mais imaturas. Atualmente, a tecnologia para sistemas de transmissão óptica mais desenvolvida é a WDM [7]. Ela oferece vários benefícios [10]:

- Permite utilizar a mesma infra-estrutura óptica existente com poucas alterações;
- Permite a economia de equipamentos adicionais para aplicação da tecnologia WDM ao longo das rotas, mediante a instalação desses apenas nos pontos de troca de tráfego;
- Permite o tráfego de qualquer tecnologia (desde as usadas em redes de transmissão PDH e SDH, até as usadas em redes Multisserviços ATM, IP, Frame Relay dentre outras),

independente do fabricante, através do uso de *transponders*;

- Permite a economia e até mesmo a otimização do uso de fibras ópticas em locais com alta densidade de redes e acessos.

A implementação dos sistemas WDM, ainda está limitada pelas seguintes questões [10]:

- Complexidade do projeto, instalação e operação da rede
- Falta de padronização de equipamentos e da tecnologia WDM, dificultando a utilização de equipamentos de fabricantes diferentes.

Sistemas WDM permitem a transmissão de dados utilizando simultaneamente múltiplos comprimentos de onda sobre uma única fibra. A técnica de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM) é utilizada nos sistemas de comunicações para otimizar a capacidade de transmissão dos mesmos, resolvendo muitos problemas que envolvem limitações de taxas de transmissões como por exemplo, as novas gerações de redes internet [7]. Uma rede WDM é composta por [10]:

- Rede Física: é o meio de transmissão (cabos de fibra óptica) que interliga os equipamentos WDM.
- Equipamentos: são os multiplexadores, *transponders*, amplificadores e equipamentos *cross connects* de diversas capacidades que executam o transporte de informações.
- Sistema de Gerência: é o sistema responsável pelo gerenciamento da rede WDM, contendo as funcionalidades de supervisão e controle da rede, e de configuração de equipamentos e provisionamento de facilidades.

No sistema WDM a região espectral de baixa atenuação da fibra é dividida em muitos canais. A quantidade de canais e a taxa de cada um, ou seja, a eficiência espectral do sistema está interligada com a implementação apropriada de técnicas de transmissão que minimizem efeitos causados pela interações dos sinais com o meio de transmissão (dispersão e efeitos não lineares) permitindo alcançar grandes distâncias com uma taxa de erro aceitável. Além disso a capacidade do sistema, número de canais e taxa por canal, estão associados também com o desenvolvimento de arquitetura de redes, protocolos, algoritmos de roteamento e alocação de canais (*RWA -Routing and Wavelength assignment*) e desenvolvimento de equipamentos ópticos, como por exemplo, *buffers*, roteadores ópticos e conversores de comprimento de onda. Enfim, a busca por maior eficiência das redes de comunicação WDM aponta para o desenvolvimento de redes totalmente ópticas, capazes de transmitir sinais entre usuários sem nenhum tipo de conversão para o domínio elétrico/eletrônico.

Os tipos de sistemas WDM mais comuns são:

- CWDM (*Coarse Wavelength Division Multiplexing*): sistema de multiplexação óptica que utiliza espaçamento entre canais maior que 200 GHz. A quantidade de canais pode variar entre 2 e 16 dependendo da fibra óptica adotada no projeto. A tecnologia CWDM possui custo menor que a DWDM e encontra maior aplicação em redes que possuem distâncias de transmissão menores (tipicamente menores que 50 km) [11]. A taxa de transmissão pode variar entre 34 Mb/s e 2,5 Gbit/s [10].
- DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*): sistema de multiplexação óptica que permite um espaçamento entre canais menor que o utilizado no CWDM, podendo variar entre 25 GHz e 100 GHz. Nessa tecnologia é possível utilizar maior quantidade de canais (podendo chegar a 128 canais) [10]. Possui um custo mais elevado que o CWDM. Pode ser utilizado tanto em sistemas de longo alcance como em redes metropolitanas desde que possuam alta demanda de transmissão de dados [12].
- UDWDM (*Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing*): sistema de multiplexação óptica que possui espaçamento entre canais menor que 25 GHz, permitindo alocar uma quantidade de canais superior a 128 [10].

Redes ópticas podem apresentar três topologias físicas básicas (ponto-a-ponto, anel e barramento), mais três derivadas delas (árvore, estrelas e malha):

- Ponto-a-ponto – figura 2.1-a – Sistemas ópticos que apresentam dois equipamentos terminais interligados por um único meio físico [13].
- Barramento – figura 2.1-a – Redes ópticas que possuem três ou mais equipamentos interligados por um único meio físico, onde dois dos equipamentos são necessariamente terminais e os demais equipamentos são OADMs (*Optical Add-Drop Multiplex*) [13].
- Anel – figura 2.1-b – Sistemas ópticos que possuem três ou mais equipamentos OADMs interligados por um único meio físico formando um anel [13].
- Árvore – figura 2.1-c – Sistemas ópticos que possuem três ou mais equipamentos interligados por um único meio físico, onde pelo menos dois deles são terminais e os demais equipamentos são OADMs interligados fisicamente a dois ou mais outros equipamentos [13].
- Malha – figura 2.1-d – Uma variação dos sistemas ópticos em anel que possuem pelo menos um equipamento OADMs do anel interligados fisicamente a três ou mais outros equipamentos OADMs do anel [13].

- Estrela – figura 2.1-e – Compreendem três ou mais estações comunicando-se através de cabos e equipamentos centralizados, concentradores da rede, que realizam o controle do sistema [13].

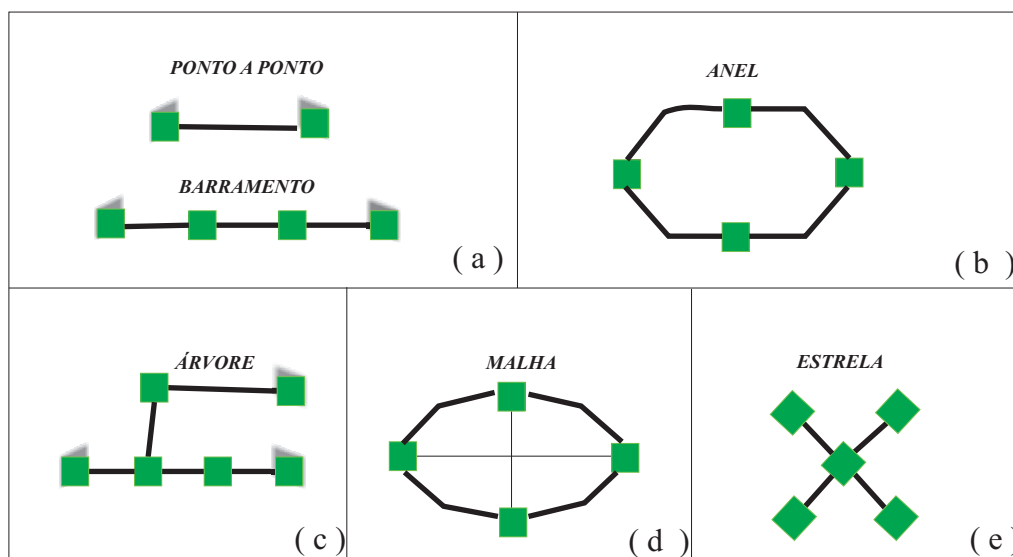


Figura 2.1: Topologias de redes WDM.

Dentre os diversos tipos de topologia física de rede citadas anteriormente duas podem ser utilizadas tanto em sistemas que compõem redes de Longa Distância quanto em redes Metropolitanas: ponto-a-ponto e anel [10]:

- Ponto a ponto:
 - Em redes de Longa Distância - é composta por enlaces ópticos simples, com distâncias superiores a 500 km. Sua configuração básica pode ser vista através da figura 2.2.
 - Em redes Metropolitanas - é composta por enlaces simples de curta distância, geralmente sem a necessidade de uso de amplificadores entre equipamentos terminais. Normalmente esta topologia é utilizada em situações onde há falta de fibras ópticas e excesso de enlaces entre os dois pontos em questão.
- Anel: é composta por vários enlaces ponto a ponto, com ou sem a utilização de OADMs.

Podemos concluir que redes ópticas roteadas são uma extensão de redes ponto-a-ponto. Elas consistem de um grande número de enlaces ponto-a-ponto interligadas por roteadores ou *cross-connects* [7]; o que fundamenta a importância de se estudar redes ponto-a-ponto,

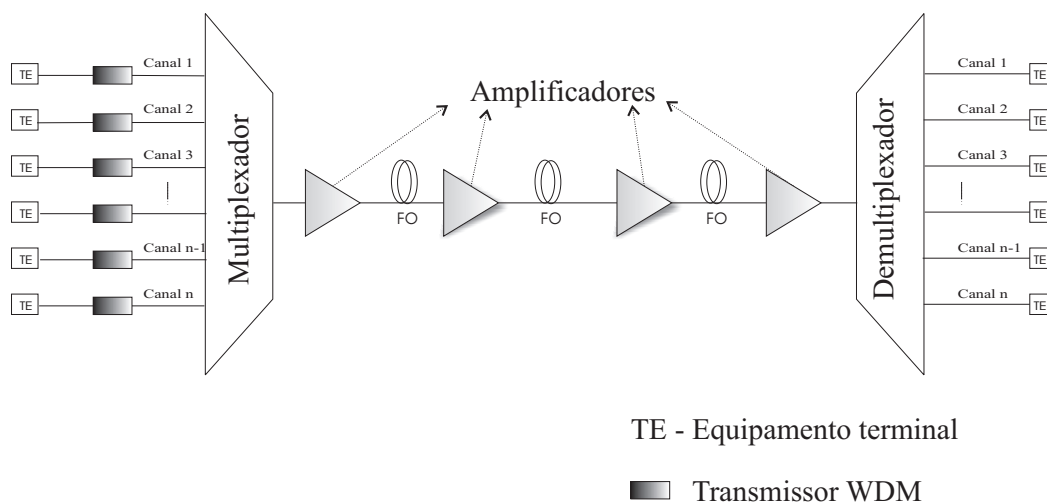


Figura 2.2: Configuração de um enlace WDM ponto a ponto.

mesmo que o estudo não se limite a enlaces de ultra longa distâncias (transcontinentais e transoceânicos).

Sistemas WDM normalmente usam um pequeno espaçamento entre canais para que um maior número de canais possa ser utilizado. Para atender essa premissa, cada componente de uma rede ponto-a-ponto mostrado na figura 2.2 possui suas particularidades. No transmissor, um efeito direto do pequeno espaçamento entre canais é a necessidade de estabilidade das fontes (lasers). A largura de banda, velocidade e estabilidade da temperatura são características fundamentais dos *lasers* empregados nesses sistemas. Nos multiplexadores e demultiplexadores para um pequeno espaçamento entre canais é necessário precisão na seletividade de comprimento de onda dos filtros. Os demultiplexadores devem ser capazes de separar sinais de múltiplos comprimentos de onda e de taxa elevada para que cada canal seja processado, ou seja, chaveado ou roteado para o usuário destino com baixo *crosstalk* e transparência para o formato de transmissão [7].

O tipo de modulação utilizado pelo transmissor é fundamental na implementação de redes WDM. Dentre os esquemas de modulação em comunicações ópticas o mais usado é o ON-OFF, onde o dígito 1 é representado pela presença de luz, e o zero pela ausência [1]. Esse esquema apresenta diferentes formatos de sinais. Os formatos mais comuns são o não retorno ao zero (NRZ - *Nonreturn-to-zero*) e o retorno ao zero (RZ - *Return-to-zero*). No formato NRZ o pulso 1 ocupa todo o intervalo de *bit*, enquanto que no RZ ele ocupa apenas uma fração do intervalo de *bit* conforme pode ser observado na Figura 2.3. Uma rede DWDM requer estabilidade, fontes de comprimento de onda precisamente definidas, capazes de modular diretamente em altas taxas utilizando o formato de transmissão RZ ou NRZ [7].

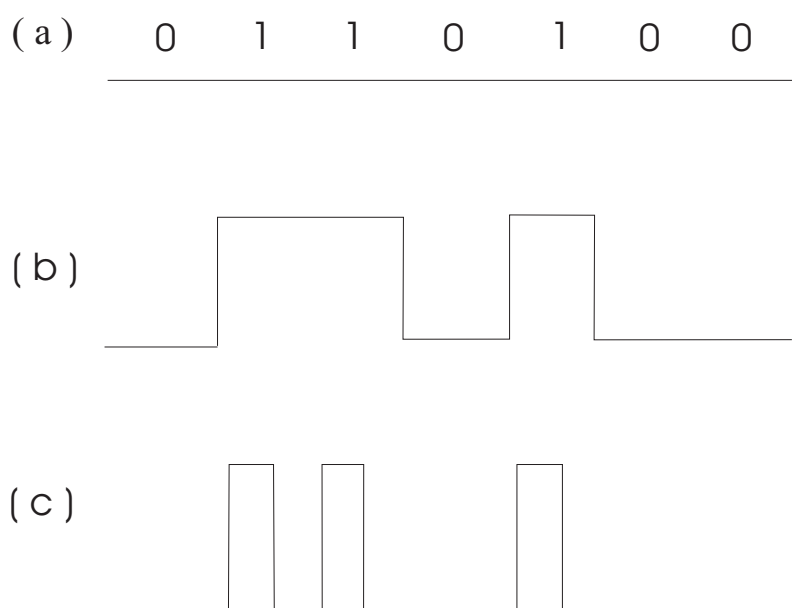


Figura 2.3: Esquema de modulação ON-OFF. (a) Dados binários, (b) Formato NRZ e (c) Formato RZ.

Sistemas WDM ponto-a-ponto podem utilizar basicamente dois tipos de esquemas de amplificação: discreta e distribuída. O esquema de amplificação discreta consiste em posicionar amplificadores ópticos distanciados adequadamente ao longo do enlace óptico. Nesse esquema podem ser utilizados amplificadores de fibra dopadas com terras raras [6]. Esses amplificadores ópticos possuem uma largura de banda de operação definida que depende da dopagem da fibra. O aumento da capacidade dos sistemas WDM pode ser alcançado com o aumento da largura de banda óptica. Em sistemas WDM muitos tipos de amplificadores de fibra dopadas com terras raras são utilizados:

- amplificador de fibra dopada com Praseodímio (PDFA - *Praseodimium-doped fiber amplifier*),
- amplificadores de fibra dopados com Túlio (TDFA - *Thulium-doped fiber amplifier*),
- TDFA com ganho deslocado (GS-TDFA - *Gain-shifted Thulium-doped fiber amplifier*),
- amplificadores de fibra dopada com Érbio (EDFA - *Erbium-doped fiber amplifier*),
- EDFA com ganho deslocado (GS-EDFA - *Gain-shifted Erbium-doped fiber amplifier*),
- EDFA baseado em Telureto (EDTDFA - *Telluride-based Erbium-doped fiber amplifier*),
- amplificadores de fibra Raman e EDFA (FRA+EDFA - *Fiber Raman amplifier and Erbium-doped fiber amplifier*).

Cada amplificador é empregado em diferentes sub-bandas dependendo das características requeridas (banda, ganho, eficiência do ganho, largura de banda do ganho, saturação, sensibilidade de polarização, ruído etc) conforme ilustrado na figura 2.4.

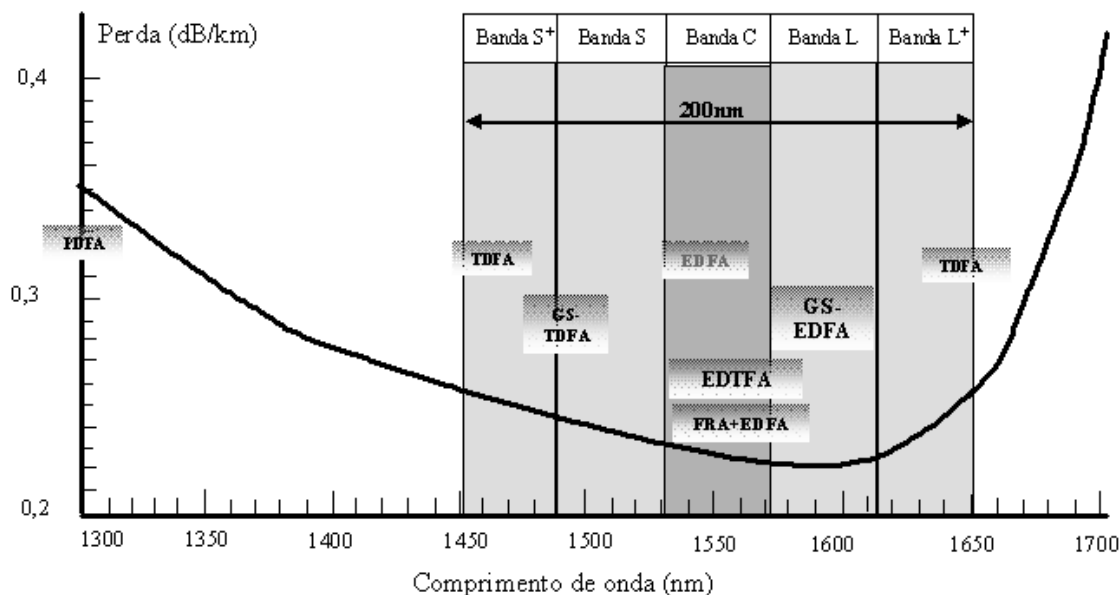


Figura 2.4: Amplificadores ópticos usados em diversas bandas de sistemas WDM [7].

Conforme podemos observar na figura 2.4 os amplificadores dopados com érbio operam na banda C de transmissão, de 1530 a 1560 nm. O aumento da capacidade de sistemas WDM exigiu a utilização de outra banda, a chamada banda L, com a utilização de outro tipo de amplificador. As duas bandas são amplificadas por amplificadores distintos utilizando fibras com diferentes dopagens, apesar de utilizarem a mesma terra rara (érbio) [7, 14]. Sistemas WDM operando nessas duas bandas têm sido demonstrados: 3 Tb/s sobre 7380 km [15], 5,12 Tb/s sobre 300 km [16], 5,12 Tb/s sobre 1280 km [17] e 10 Tb/s sobre 100 km [18]. Para aumentar ainda mais a largura de banda de sistema WDM a banda mais promissora é a banda S, utilizando os amplificadores de fibra dopada com Túlio, TDFA, na janela de 1470 a 1510 nm [19], conforme pode ser visto na figura 2.4 [14]. Experimentos têm sido realizados utilizando as três bandas de transmissão C, L e S, para alocar 273 canais de 40 Gbit/s [20]; perfazendo uma capacidade agregada de transmissão de 10,92 Tb/s.

Por outro lado, o esquema de amplificação distribuído utilizando amplificação Raman tem sido estudado em laboratórios desde os anos 80 e 90 quando a tecnologia dominante era a de EDFAs [14]. Amplificadores Raman podem ser utilizados em esquemas de amplificação discreta ou distribuída. Em ambos eles devem ser posicionados adequadamente

ao longo do enlace. Amplificadores Raman exploram o efeito não-linear de espalhamento Raman estimulado para propiciar a amplificação dos sinais que propagam através da fibra óptica. No espalhamento Raman estimulado a potência de canais de menor comprimento de onda pode ser transferida para canais de maior comprimento de onda. Esta transferência de energia é a responsável pela amplificação do sinal. Na amplificação Raman distribuída os amplificadores Raman bombeiam periodicamente para dentro da fibra frequências adequadas capazes de amplificar o sinal desejado. O pico do ganho do espectro de ganho Raman é centrado em torno de 13 THz abaixo da frequência do sinal de bombeio usada. Assim, para um sinal de bombeio em torno de 1460 a 1480 nm o ganho Raman será na janela de 1550 a 1600 nm [1]. Diferentemente dos amplificadores dopados com terras raras, a amplificação Raman pode potencialmente operar em outras bandas de transmissão dos sistemas WDM, como por exemplo na janela de 1310 nm e na banda S abaixo de 1528 nm. Múltiplos sinais de bombeio de diferentes comprimentos de onda e potência podem ser combinados simultaneamente para ajustar o ganho Raman [1] atendendo a amplificação de todos os comprimentos de ondas (canais) utilizados no sistema [14]. Devido a essa característica, nos últimos anos a amplificação Raman retorna ao cenário mundial em aplicações de altas taxas e longas distâncias [14].

Em nosso trabalho utilizamos sistemas WDM ponto a ponto de longa distância, esquema de modulação ON-OFF no formato RZ e esquema de amplificação discreta com o emprego de EDFAs na banda C de transmissão.

2.1.2 Evolução Histórica

2.1.2.1 Dos Telégrafos Ópticos aos Sistemas WDM de Transmissão

Os homens primitivos, a milhares de anos, já utilizam sinais visuais de luz através do fogo para se comunicarem. Durante 17 séculos, depois de Cristo, muitas conquistas foram registradas, como por exemplo o estudo da reflexão por Heron em 200 e a descoberta de Snell sobre a refração da luz em 1621. Mas foram os “Telégrafos ópticos”, inventados por Claude Chappe, que marcaram o início dos sistemas de comunicações ópticos, em 1790. Eles consistiam de uma série de semáforos localizados em torres, onde os operadores transmitiam mensagens de uma torre a outra [21].

Em 1870, John Tyndall, demonstrou, pela primeira vez à Royal Society, que a luz poderia ser guiada, utilizando um filete de água corrente em um tanque [22]. Poucos anos depois da descoberta de John Tyndall, em 1876, Graham Bell com a invenção do telefone analógico marca o início da era das redes telefônicas analógicas. Já no início do século 20, pesquisa-

dores demonstraram que uma varinha de cristal de quartzo poderia transportar luz. Em 1926 John Logie Baird patenteia uma TV a cores primitiva que utilizava bastões de vidro para transportar luz [22].

Holger Moller Hansen, em 1951, apresentou na oficina de patentes de Danesa, um estudo de fibras ópticas, que foi rejeitado. Três anos depois, Abraham Van Heel da Universidade Técnica de Delft na Holanda e Harold H. Hopkins e Narinder Kanpany individualmente apresentaram um estudo acerca de condutores ópticos, publicado no periódico britânico "Nature" [21]. Em 1950, foram desenvolvidos os primeiros "Fibrescopes" utilizando uma casca em volta da fibra para guiar a luz [22].

Nos anos 60, fibras ópticas com atenuações de 1dB/m eram utilizadas na medicina. Mas não eram aplicadas em telecomunicações devido ao alto valor da atenuação. Em 1960, Theodore Maiman publicou a demonstração do primeiro laser [21].

Em 1966, Charles K. Kao publicou suas observações, feitas nos laboratórios da *Standard Telecommunications*, demonstrando a aplicabilidade da fibra óptica para transporte de informações. Ele mostrou que fibras curtas teriam a capacidade de um gigaciclo, o equivalente a 200 canais de televisão ou mais de 200.000 linhas telefônicas. As fibras de vidro (multimodo) utilizadas por Kao possuíam 1000 dB/km de perda. Quatro anos depois, a Corning Glass produziu fibras de vidro com atenuação de 20 dB/km [21, 22].

Robert Maurer, Donald Keck e Peter Schultz utilizaram sílica para fabricação de fibras. Em 1970 eles obtiveram fibras monomodo com atenuação abaixo de 20 dB/km no comprimento de onda de 633 nm. No mesmo ano os Laboratórios Bell fabricaram os primeiros lasers de diodo semicondutores capazes de emitir ondas contínuas à temperatura ambiente [21].

Em 1976 os Laboratórios Bell instalaram um enlace telefônico de 1 km em Atlanta, provando ser possível a utilização de fibra óptica para telefonia [22]. A primeira geração dos sistemas de comunicações ópticas teve início em 1977 [21], com a utilização de fibras multimodo (diâmetro do núcleo de 50 a 80 μm) para transmitir luz no comprimento de onda de 850 nm, e lasers de diodo de Arseneto de Gálio e Alumínio. Elas transmitiam a informação por vários quilômetros, mas estavam limitadas por perdas de aproximadamente 2 dB/km [21].

Portanto, durante os anos 70 a comunicação óptica foi baseada no uso de fibras multimodo que, na ocasião, já ultrapassavam a capacidade de transmissão dos cabos metálicos, além de possuírem imunidade a interferências eletromagnéticas, baixas perdas e maior segurança no transporte de informações [23].

Por volta dos anos 80 inicia-se a aplicação de transmissão óptica dentro de redes locais (LAN - *Local area networks*) com a Ethernet em fibra óptica. O Canal de fibra oferece

transmissão de dados ponto-a-ponto com taxas entre 100 Mb/s e 800 Mb/s. O meio de transmissão pode ser fibra monomodo (até 10 km), fibra multimodo (até 2 km) e cabo coaxial (até 50 m) [7].

Em 1983, a MCI (agora parte da Worldcom), uma das grandes empresas de comunicação para grandes distâncias dos Estados Unidos, foi a primeira a lançar uma rede de fibra óptica no país [21].

A segunda geração dos sistemas de comunicações ópticos iniciou-se aproximadamente em 1984 utilizando fibras monomodo, cujo diâmetro do núcleo varia entre 8 e 10 μm , e lasers de InGaAsP no comprimento de onda de 1300 nm [1]. A fibra óptica, nesta geração, possuía atenuação de 0,5 dB/km em 1300 nm e baixa dispersão em 850 nm [21].

Em 1982 foi demonstrada experimentalmente a possibilidade de implementar fibras monomodo com mínimo de dispersão e de perdas simultaneamente na janela 1550 nm [24]. Somente em 1985, a fibra de dispersão deslocada (DSF - *Dispersion shifted Fiber*), com dispersão nula e mínimo de atenuação na janela de 1550 nm, foi introduzida para uso comercial. Com ela conseguiu-se maiores taxas de transmissão de dados atingindo distâncias maiores [21]. Em 1988 é lançado o primeiro cabo submarino de fibras ópticas [22].

Em meados dos anos 90 surgem os amplificadores a fibra dopada com érbio, EDFAs, para superar as limitações impostas pelos regeneradores eletrônicos. Os EDFAs abriram as portas para o domínio da tecnologia de multiplexação por comprimento de onda, WDM, pois eles são capazes de amplificar sinais de muitos comprimentos de onda simultaneamente. A utilização de sistemas WDM e EDFAs reduz drasticamente o custo dos sistemas de transmissão óptica de longa distância e aumenta consideravelmente sua capacidade [1].

Com o advento da tecnologia de WDM, as DSFs tornaram-se inconvenientes. Isso porque, com os sistemas WDM, as fibras passam a transportar altos níveis de potência, suficientes para que o material passe a responder de forma não linear. Um dos efeitos prejudiciais ao sistema provocado pelo comportamento não linear da fibra é conhecido como mistura de quatro ondas, FWM. Em condições propícias, a FWM, que é a interação de sinais com frequências diferentes originando outros, pode interferir drasticamente na transmissão dos sinais. Esse efeito é pronunciado quando o comprimento de onda do canal que transporta a informação se aproxima do comprimento de onda de zero de dispersão. Como em fibras DSF o comprimento de onda de zero de dispersão coincide com o do mínimo de atenuação, essas fibras se mostraram inadequadas para um bom desempenho de sistemas WDM.

Com isso, fibras de dispersão deslocada não nulas (NZDSF - *Nonzero Dispersion shifted Fiber*) aparecem comercialmente em 1998, prometendo minimizar os danos provocados pelo FWM em sistemas WDM de transmissão. Dentre os benefícios fornecidos por essas fibras

podemos citar: redução dos efeitos não lineares devido a FWM; melhora da relação sinal ruído e possibilidade de maior espaçamento entre amplificadores.

Assim como os EDFAs revolucionaram os sistemas de comunicações ópticos significativamente, espera-se que o desenvolvimento de redes totalmente ópticas, com chaveadores, roteadores, *cross-connects* ópticos (OXC - *Optical Cross-Connect*), multiplexadores ópticos com propriedade de inserção e remoção de comprimento de onda (OADMs - *Optical Add-Drop Multiplex*) e conversores de comprimento de onda totalmente ópticos, sejam a próxima revolução dos sistemas de comunicações via fibra óptica.

As conquistas realizadas ao longo dos últimos anos em sistemas WDM de transmissão podem ser observadas através do quadro evolutivo mostrado na tabela 2.1. Os exemplos marcados com (1) utilizam EDFAs, (2) utilizam amplificadores Raman, (3) empregam esquemas de gerencia de dispersão e (4) utilizam outras técnicas para viabilizar o sistema de transmissão.

Tabela 2.1: Evolução dos sistemas de comunicação WDM

Taxa de transmissão	Alcance	Ano	Tecnologia associada	Experimental	Referência
16 × 2,5 Gb/s	1420 km	1994	(1)	Lab. AT&T	[25]
32 × 10 Gb/s	640 km	1997	(1) (3)	Lab. Bell	[26]
32 × 10 Gb/s	500 km	1998	(1) (3)	Lab. Alcatel	[27]
100 × 10 Gb/s	400 km	2000	(1) (2) (4)	Lab. Alcatel	[28]
8 × 20 Gb/s	160 km	2000	(1) (3)	Lab. AT&T	[29]
128 × 40 Gb/s	300 km	2000	(1) (3)	Lab. Alcatel	[16]
300 × 11,6 Gbit/s	7380 km	2001	(1) (3) (4)	Lab. Alcatel	[15]
256 × 42,7 Gb/s	100 km	2001	(1) (3) (4)	Lab. Alcatel	[18]
273 × 40 Gb/s	117 km	2001	(1) (2) (3) (4)	NEC	[20]
128 × 42,7 Gb/s	1280 km	2002	(2) (3) (4)	Lab. Bell	[17]

2.2 Sistemas de Transmissão Óptica Solitônicos

2.2.1 Princípios Básicos

Em sistemas ópticos de um único canal com compensação de perdas utilizando amplificadores ópticos, o efeito linear dominante é o de dispersão que somado ao efeito não linear de auto modulação de fase (SPM - Self Phase Modulation) limitam severamente o desempenho dos sistemas. Os sólitons são gerados pela compensação desses dois efeitos. Eles são pulsos estáveis que viajam sem alteração de sua forma, não se dispersam e resistem forte-

mente a perturbações no meio físico em que estão. Sistemas de comunicações solitônicos são sistemas que utilizam sólitons na transmissão do sinal.

2.2.1.1 O Efeito Kerr Óptico

A resposta não linear do meio, no caso a fibra óptica, gera efeitos importantes capazes de provocar perda de informação no sistema de comunicação. Em fibras ópticas, não linearidades de baixa ordem dão origem ao efeito Kerr óptico. O efeito Kerr é a denominação dada à mudança do índice de refração, n , em proporção à intensidade do campo elétrico incidente¹, $|\mathbf{E}|^2$ [30]:

$$n = n_0 + \bar{n}_2 \langle \tilde{\mathbf{E}}^2 \rangle, \quad (2.1)$$

onde n_0 representa o índice de refração linear; \bar{n}_2 é o coeficiente Kerr², comumente conhecido como índice de refração de segunda-ordem³ e $\langle \tilde{\mathbf{E}}^2 \rangle$ representa a média temporal do quadrado do vetor campo elétrico.

Considerando um campo óptico da forma $\tilde{\mathbf{E}}(t) = \mathbf{E}(w)e^{-iwt} + c.c.$ onde cc é o complexo conjugado, a equação 2.1 pode ser escrita como [31]:

$$n = n_0 + 2\bar{n}_2 |\mathbf{E}(w)|^2. \quad (2.2)$$

Como a fibra é formada por material amorfo, a susceptibilidade de segunda ordem, $\chi^{(2)}$, é nula, e conseqüentemente a fibra não produz interações ópticas não lineares de segunda ordem. Portanto, interações ópticas não lineares de terceira ordem serão as mais significativas para esse meio [31]. Por simplicidade, assumindo que a luz é linearmente polarizada e desprezando a natureza tensorial de $\chi^{(3)}$ podemos facilmente verificar que \bar{n}_2 no sistema MKS⁴ será dado por [31, 32]:

$$\bar{n}_2 = \frac{3}{16n_0} \chi^{(3)}. \quad (2.3)$$

Para o caso em questão, a intensidade da onda plana é obtida por [33]:

$$I = \frac{1}{2} c \varepsilon_0 n_0 |\mathbf{E}(w)|^2, \quad (2.4)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo e ε_0 é a permissividade no espaço livre.

Portanto substituindo as equações 2.4 e 2.3 na equação 2.2, podemos, alternativamente, reescrever a dependência do índice de refração com a intensidade como:

$$n = n_0 + n_2 I, \quad (2.5)$$

¹Por padronização, uma grandeza vetorial é representada em negrito.

²A barra sobre o símbolo n_2 é uma convenção usada para diferenciar as duas maneiras que o índice de refração não linear pode ser encontrado, a segunda será vista posteriormente sem o uso da barra.

³O til colocado sobre uma grandeza representa uma resposta instantânea do meio àquela grandeza.

⁴O sistema de medida adotado nesta dissertação é o MKS conforme descrito na secção de Simbologia na parte pré-textual deste documento.

onde o coeficiente não linear, n_2 , em unidades de m^2/W , será dado por:

$$n_2 = \frac{3}{4c\varepsilon_0 n_0^2} \chi^{(3)}. \quad (2.6)$$

2.2.1.2 O Efeito SPM

Um dos fenômenos que ocorre devido à resposta não linear do índice de refração na fibra óptica é a auto modulação de fase (SPM - *Self-phase modulation*). O efeito da SPM refere-se ao deslocamento de fase auto induzido, experimentado por um campo óptico durante sua propagação na fibra óptica [32]. Ela é responsável por um alargamento espectral do pulso. Vejamos simplificadamente a seguir como isto ocorre.

Se P é a potência de um modo na fibra óptica, desde que o modo de propagação tenha uma distribuição de intensidade transversal, I , na equação 2.5, é a intensidade efetiva. Ela pode ser aproximadamente escrita por:

$$I \simeq \frac{P}{A_{\text{eff}}}, \quad (2.7)$$

onde A_{eff} representa a área efetiva dada por [33]:

$$A_{\text{eff}} = \pi \varpi_0^2, \quad (2.8)$$

onde, nesse caso, ϖ_0 , é o raio modal (*spot size*) utilizando uma aproximação gaussiana do modo fundamental [33].

Assim a equação 2.5 pode ser reescrita como:

$$n(w) = n_0(w) + n_2 \frac{P}{A_{\text{eff}}}. \quad (2.9)$$

Dessa forma a constante de propagação na fibra, β , pode ser aproximadamente escrita por [33]:

$$\beta = k_0 n \simeq \beta_0 + \frac{k_0 n_2 P}{A_{\text{eff}}}, \quad (2.10)$$

onde $k_0 = w/c = 2\pi/\lambda$.

Dada uma onda incidente na forma Ae^{iw_0t} , após uma determinada distância de propagação, z , ela poderá ser escrita como [33]:

$$Ae^{i(w_0t - \beta z)} = A \exp i \left(w_0t - \beta_0 z - \frac{k_0 n_2 P}{A_{\text{eff}}} z \right). \quad (2.11)$$

Assim, se a onda de entrada é um pulso com variação de potência dada por $P(t)$, a fase da onda de saída dependerá de $P(t)$ como pode ser visto na equação 2.11. Ou seja, como P é uma função do tempo ocorre um deslocamento de frequências (conhecido em inglês como

chirp) no pulso de saída. Assim a variação de potência dentro do pulso modula sua própria fase, portanto provoca uma auto modulação de fase ou SPM.

A frequência instantânea devido à resposta não linear do meio, $w_{nl}(t)$, dentro do pulso é dada pela derivada da fase em relação ao tempo [33]:

$$w_{nl}(t) = \frac{d\phi}{dt} = w_0 - \frac{k_0 n_2 z}{A_{\text{eff}}} \frac{dP(t)}{dt}. \quad (2.12)$$

Assim, se considerarmos por exemplo, um pulso Gaussiano propagando através de um determinado comprimento de fibra (z), o campo é dado por [33]:

$$E(z, t) = E_0 e^{-\frac{(t - \frac{z}{v_g})^2}{T_0^2}} \times \exp \left[i \left(w_0 t - \beta_0 z - \frac{k_0 n_2 P(t)}{A_{\text{eff}}} z \right) \right]. \quad (2.13)$$

Enquanto que, a variação temporal de potência no pulso, $P(t)$, é dada por [33]:

$$P(z, t) = P_0 \exp \left[-\frac{2 \left(t - \frac{z}{v_g} \right)^2}{T_0^2} \right]. \quad (2.14)$$

Nessas condições, substituindo a equação 2.14 na equação 2.12, a frequência instantânea será:

$$w_{nl}(t) = w_0 + \frac{k_0 n_2 z}{A_{\text{eff}}} \frac{4T}{T_0^2} P_0 e^{-2T^2/T_0^2}, \quad (2.15)$$

onde, $T = t - z/v_g$ e representa o tempo do movimento do quadro.

Através da equação 2.15 podemos observar que:

- Se $t < z/v_g$ estaremos na primeira metade do pulso Gaussiano, início do pulso, onde as frequências instantâneas serão menores que a frequência central, w_0 .
- $t > z/v_g$ estaremos na outra metade do pulso Gaussiano, final do pulso, onde as frequências instantâneas serão maiores que a frequência central, w_0 .

Dessa forma verificamos que o fenômeno de auto modulação de fase, SPM, provoca uma varredura em frequência (*chirp*) no pulso de tal forma que frequências instantâneas menores que w_0 ficam localizadas no início do pulso e as maiores que w_0 no final do pulso. Além disso, a SPM provoca um alargamento espectral do pulso sem alterar sua largura temporal [32].

2.2.1.3 O Sóliton

Quando trabalhamos com sistemas solitônicos de um único canal, a SPM que é um efeito não linear provocado pela variação não linear do índice de refração pode ser compensada por

outro efeito, linear, o de dispersão, que também está presente durante a propagação de um pulso na fibra. O formalismo empregado nesta secção, apesar de utilizar algumas aproximações, possibilitará compreendermos como isso ocorre. A dispersão de velocidade de grupo (GVD - *Group-Velocity Dispersion*) provoca uma varredura de frequência (*chirp*) no pulso seguida de um alargamento temporal no mesmo. Embora o formato do pulso solitônico seja secante hiperbólico, considerando o pulso no formato Gaussiano, submetido apenas a efeitos de dispersão, a frequência instantânea, $w_d(t)$, dentro do envelope do pulso é dada por [33]:

$$w_d(t) = w_0 + \frac{2\sigma}{(1 + \sigma^2)T_0^2} \left(t - \frac{z}{v_g} \right), \quad (2.16)$$

para

$$\sigma = \frac{2\beta_2 z}{T_0^2}, \quad (2.17)$$

e

$$\beta_2 = \frac{\lambda_0^3}{2\pi c^2} \frac{d^2 n}{d\lambda_0^2}, \quad (2.18)$$

onde T_0 é a largura do pulso inicial; v_g a velocidade de grupo do pulso; λ_0 é o comprimento de onda central; n é o índice de refração linear e β_2 é o coeficiente de dispersão de velocidade de grupo. Para determinados materiais, esse último parâmetro pode assumir valores negativos ou positivos conforme o comprimento de onda utilizado. Podemos observar através da equação 2.16 que para o coeficiente de dispersão, $\beta_2 < 0$ teremos:

- Se $t < z/v_g$ estaremos na primeira metade do pulso Gaussiano onde as frequências instantâneas serão maiores que a frequência central, w_0 .
- Caso $t > z/v_g$ estaremos na outra metade, ou seja no final do pulso Gaussiano, onde as frequências instantâneas serão menores que a frequência central, w_0 .

Por outro lado para $\beta_2 > 0$ teremos a situação oposta.

A condição de propagação de um sóliton em fibra óptica será satisfeita quando o efeito de varredura em frequência provocado pela dispersão for compensado pelo efeito de varredura provocado pela SPM. Se essa condição for satisfeita, não haverá varredura em frequência dentro do pulso. Conseqüentemente os efeitos da mesma irão se cancelar e o pulso se propagará sem alterações tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. Para tanto, observamos através da equações 2.15 e 2.16 (próximo ao centro do pulso) que isso somente será possível quando $\beta_2 < 0$, ou seja, o coeficiente de dispersão for negativo. Teremos então:

$$\frac{4k_0 n_2 P_0 z}{A_{eff} T_0^2} \left(t - \frac{z}{v_g} \right) - \frac{2|\sigma|}{(1 + |\sigma|^2) T_0^2} \left(t - \frac{z}{v_g} \right) = 0.$$

Assumindo que $\sigma \ll 1$ e considerando a equação 2.17, teremos:

$$P_0 = \frac{|\beta_2| A_{\text{eff}}}{k_0 n_2 T_0^2}. \quad (2.19)$$

Considerando que o coeficiente de dispersão, β_2 , está relacionado com o parâmetro de dispersão, D por [6]:

$$\beta_2 = -\frac{\lambda_0^2}{2\pi c} D, \quad (2.20)$$

podemos reescrever a equação 2.19 como:

$$P_0 = \frac{\lambda_0^3 D A_{\text{eff}}}{4\pi^2 c n_2 T_0^2}. \quad (2.21)$$

Concluimos que um pulso inserido em um meio de características unicamente dispersivas, cujo parâmetro de dispersão D é positivo, sofrerá um *chirp*, onde frequências maiores se deslocam para a parte posterior do pulso e frequências menores para a parte inicial do pulso. Por outro lado, um pulso quando inserido em um meio com características puramente não lineares sofrerá um *chirp* que fará com que frequências menores estejam localizadas na parte posterior do pulso e frequências maiores na parte inicial do pulso. Assim, quando consideramos um meio dispersivo e não linear, se projetarmos adequadamente a potência, conforme a equação 2.21, e o formato do pulso de entrada, como veremos posteriormente, teremos a compensação dos dois efeitos originando o pulso solitônico.

2.2.2 Evolução Histórica

Em 1834, John Scott Russell, foi o primeiro a observar uma onda solitária se propagando na água de um canal provocada pela parada repentina de um bote. A onda, na forma de uma grande elevação solitária percorreu o canal por várias milhas, sem se separar, sofrer mudança de formato, diminuir velocidade ou perder força. Ele nomeou esse fenômeno de onda de translação. Sua descoberta foi ignorada pelos cientistas da época e somente no século XX a teoria matemática e física dos sólitons foi utilizada para descrever muitos fenômenos na física, eletrônica e biologia. Somente em 1965 a palavra sóliton foi utilizada para descrever um pulso, com as mesmas características observadas por Russell, propagando em um meio não linear [6].

Em 1973 Akira Hasegawa e Tappert propuseram a existência de sólitons em fibra óptica (FO). Eles publicaram a possibilidade de sólitons propagarem em fibras ópticas [34] e marcaram o início do seu uso em comunicações ópticas. No entanto, somente em 1980, Mollenauer juntamente com seus colegas dos laboratórios Bell registraram o primeiro experimento de sólitons em FO com a propagação de um pulso por 700 km [35].

Com esse fato, fortaleceu-se a possibilidade de transmissão totalmente óptica de sólitons, ou seja, sem conversão para o domínio eletrônico. Como os sólitons não sofrem distorções devido a não linearidade ou dispersão, o problema a ser resolvido se restringia ao das perdas das fibras. Esse, poderia ser solucionado com o uso de amplificadores. Hasegawa propôs em 1983, o uso de ganho Raman para compensação das perdas em sistemas de comunicações óptica solitônicos [36]. Em 1988, Linn Mollenauer e Smith, demonstraram o potencial dos sólitons para uso em comunicações ópticas de longo alcance [8], compensando as perdas da fibra através do uso de amplificação Raman. No entanto com o advento dos amplificadores a fibras dopadas com Érbio, EDFAs, em meados dos anos 90, a concepção de transmissão totalmente óptica usando amplificação Raman perdeu espaço. Com os EDFAs a construção de sistemas de transmissão solitônicos se tornaram viáveis e fortes candidatos aos sistemas mais modernos de transmissão óptica. Aliado à enorme contribuição proporcionada pelos EDFAs, o gerenciamento de dispersão adotado em 1991-1992 surge como uma solução para o aumento do espaçamento entre repetidores e da distância de transmissão máxima de sistemas solitônicos [37]. No final dos anos 90, com a viabilização dos lasers de bombeio de alta potência e devido ao aumento da demanda de largura de banda óptica os sistemas utilizando amplificação Raman retornaram ao cenário mundial.

O quadro evolutivo apresentado na tabela 2.2 exemplifica algumas pesquisas realizadas visando possibilitar que sistemas solitônicos alcancem com a maior taxa possível distâncias transoceânicas. Os exemplos marcados com (1) utilizam EDFAs, (3) empregam esquemas de gerencia de dispersão, (4) utilizam a multiplexação por divisão do tempo óptica, OTDM e (5) outras técnicas para viabilizar o sistema de transmissão.

2.2.3 Equação Não-linear de Schrödinger

A equação que descreve a propagação de um pulso solitônico dentro de uma fibra é conhecida como equação não linear de Schrödinger [6, 30, 33, 49] devido à similaridade com a equação de Schrödinger utilizada na mecânica quântica [50].

A partir das equações de Maxwell, submetidas às devidas considerações, restrições e sob condições de fronteira apropriadas [6, 50], para uma fibra monomodo com características lineares e sem perdas, podemos deduzir a equação básica de propagação que governa a evolução de um pulso [6]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = 0. \quad (2.22)$$

onde A , uma notação simplificada de $A(z, t)$, é a amplitude do envelope do pulso variando lentamente; β_1 é o termo de dispersão de velocidade de grupo de primeira ordem, definido

Tabela 2.2: Evolução dos sistemas de comunicação solitônicos

Taxa de transmissão	Alcance	Ano	Tecnologia Associada	Referência
5 Gb/s	15000 km	1992	(1) (4) (5)	[38]
10 Gb/s	20000 km	1993	(1) (5)	[39]
20 Gb/s	11500 km	1994	(1) (4) (5)	[40]
40 Gb/s	4000 km	1996	(1) (3) (4) (5)	[41]
40 Gb/s	1000 km	1998	(1) (3) (5)	[42]
40 Gb/s	8600 km	1998	(1) (3) (5)	[43]
40 Gb/s	10200 km	1999	(1) (3) (5)	[44]
40 Gb/s	500 km	1999	(1) (4) (5)	[45]
100 Gb/s	1000 km	1999	(1) (3)	[46]
80 Gb/s	9000 km	2000	(1) (3) (5)	[47]
160 Gb/s	8000 km	2001	(1) (3) (5)	[48]

como $\beta_1 = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{1}{v_g}$, ou seja, β_1 é o inverso da velocidade de grupo; β_2 é o coeficiente de dispersão de velocidade de grupo de segunda ordem; β_3 é o coeficiente de dispersão de terceira ordem. Essa dedução encontra-se no apêndice A.

Após algumas considerações, conforme podemos observar no apêndice A a equação 2.22 pode ser reescrita da forma [6]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + i\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = 0. \quad (2.23)$$

A equação acima considera um meio sem perdas e linear. Para sistemas onde um único pulso propagante dentro da fibra estimula significativamente efeitos não lineares de auto modulação de fase, SPM, devemos considerar na equação 2.23 outro termo [6]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - i\gamma|A|^2 A = 0, \quad (2.24)$$

onde, γ é o parâmetro não linear da fibra, e A_{eff} é a área efetiva, definidos nas equações A.19 e A.20 respectivamente.

A equação 2.24 é conhecida como equação não linear de Schrödinger (NLSE - *Non-linear Schrödinger Equation*) [30]. A NLSE é a principal equação freqüentemente usada para descrever a propagação de pulsos em fibras ópticas. Portanto é utilizada na descrição matemática de sólitons, por considerar os termos de GVD e SPM.

2.2.4 Projeto para Sistemas de Transmissão Solitônicos

Conforme visto na secção 2.2.1.3, os sistemas de comunicações baseados em sólitons são interessantes pois os sólitons são capazes de manter sua forma mesmo na presença de dispersão e efeitos não lineares.

Sistemas de transmissão ópticos solitônicos utilizam o formato de transmissão RZ (retorno ao zero) para transmissão dos *bits* de informação. Isso porque, cada pulso (equivalente a um *bit* de informação) deve ocupar uma fração pequena do *bit slot* de tal forma que ele fique suficientemente separado do outro. Isso é necessário porque a solução da NLSE que veremos nesta seção somente é válida para a propagação de um único pulso sóliton na fibra. Essa solução de propagação de um sóliton é aceitável para uma seqüência de pulsos solitônicos quando cada sóliton individual estiver suficientemente distante um do outro. A relação entre a largura inicial do sóliton à $1/e$ do máximo, T_0 , e a taxa de *bits*, B , é dada por [6]:

$$B = \frac{1}{T_B} = \frac{1}{2q_0 T_0}, \quad (2.25)$$

onde T_B é a duração do *bit slot* e $2q_0$ é a separação entre sólitons vizinhos em unidades normalizadas ⁵.

Tipicamente a largura do sóliton pode ser escrita como a largura total a 3 dB da potência de pico do pulso, T_{FWHM} (FWHM - *Full Width at Half Maximum*) que está relacionada com T_0 por:

$$T_{FWHM} = 2T_0 \ln(1 + \sqrt{2}) \cong 1,763T_0. \quad (2.26)$$

O projeto básico de sistemas de transmissão óptica solitônicos ⁶ é dividido basicamente em quatro etapas. A primeira consiste em levantamento de dados. Nessa etapa é necessário determinar, por exemplo, as características dos equipamentos a serem utilizados, tipo de laser e fotodetector, parâmetros dos amplificadores como por exemplo a figura de ruído, F_n , bem como todos os parâmetros da fibra a ser utilizada na transmissão dos dados:

- λ_0 – comprimento de onda do zero de dispersão;
- α – coeficiente de atenuação da fibra;
- n_2 – índice de refração não linear. Na ausência desta informação obter o valor do parâmetro não linear, γ ;
- A_{eff} – área efetiva;

⁵A quantidade $2q_0$ pode ser entendida, empiricamente, como o número de pulsos imaginários de largura T_0 que separam dois sólitons vizinhos.

⁶Nesse caso estamos tratando um sistema ponto a ponto, composto de transmissor, um tipo de fibra, amplificadores e receptor. Exclui-se neste caso qualquer método ou técnica capaz de minimizar os problemas naturais existentes em sistemas de transmissão solitônicos. Estes problemas e algumas respectivas possibilidades de soluções serão tratados posteriormente.

- S_0 – valor da declividade (do termo em inglês *slope*) de dispersão para λ_0 . Na ausência dessa informação duas outras são equivalentes: D_λ - parâmetro de dispersão por comprimento de onda, ou ainda, β_2 - coeficiente de dispersão de segunda ordem do comprimento de onda do canal;
- PMD – valor da dispersão por modo de polarização;
- G_r – ganho Raman.

O parâmetro S ou declividade (*Slope*) de dispersão é também conhecido como parâmetro de dispersão diferencial. Ele é definido por:

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 + \left(\frac{4\pi c}{\lambda^3}\right) \beta_2. \quad (2.27)$$

Na segunda etapa devemos delimitar as características do sistema de transmissão:

- Esquema de amplificação empregado;
- B – taxa de transmissão;
- λ – comprimento de onda a ser utilizado;
- $2q_0$ – espaçamento entre pulsos em unidades normalizadas $2q_0 = \frac{T_B}{T_0}$.

Na terceira etapa é necessário definir duas características de entrada para o laser, fundamentais para obtermos um sistema de comunicação solitônico. A primeira diz respeito ao formato do pulso de entrada e será tratado na próxima subsecção. Em seguida discutiremos a outra característica fundamental do laser, sua potência de pico inicial.

A quarta e última etapa consiste em dimensionar ou ajustar demais dispositivos do sistema, como os parâmetros restantes dos amplificadores e receptor, de tal forma a atender as características traçadas nas etapas anteriores, permitindo o melhor desempenho possível para o mesmo.

2.2.4.1 Formato do Pulso de Entrada: Solução da NLSE

A equação 2.24, usada na descrição da propagação de sólitons em fibra óptica:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + i\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = i\gamma|A|^2A, \quad (2.28)$$

pode ser reescrita utilizando as definições:

$$\tau = \frac{t}{T_0}, \xi = \frac{z}{L_D}, U = \frac{A}{\sqrt{P_0}}, \quad (2.29)$$

como [6]:

$$i\frac{\partial U}{\partial \xi} - \text{sgn}(\beta_2)\frac{1}{2}\frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} + N^2|U|^2U = 0, \quad (2.30)$$

onde, T_0 é a medida da largura do pulso, P_0 é a potência de pico do pulso e L_D é o comprimento de dispersão. O comprimento de dispersão é o comprimento de fibra a partir do qual os efeitos dispersivos tornam-se importantes para a evolução do pulso. Ele é definido por [32]:

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|}. \quad (2.31)$$

O coeficiente de dispersão de segunda ordem β_2 pode assumir valores positivos (para $\beta_2 > 0$ temos GVD normal) ou negativos (para $\beta_2 < 0$ temos GVD anômalo) representado na equação 2.30 por $\text{sgn}(\beta_2)$. Dessa forma a equação 2.30 pode assumir duas soluções distintas conhecidas por sólitons escuros e sólitons claros, respectivamente. Atualmente, somente sólitons claros encontram aplicações comerciais. Como este trabalho é baseado em sólitons claros trataremos apenas a solução com $\beta_2 < 0$ reescrevendo a equação 2.30 como [6]:

$$i\frac{\partial U}{\partial \xi} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} + N^2|U|^2U = 0, \quad (2.32)$$

onde o parâmetro N é definido por:

$$N^2 = \gamma P_0 L_D = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|}. \quad (2.33)$$

Renormalizando a amplitude U , fazendo $u = NU$, teremos a equação 2.32 reescrita como:

$$i\frac{\partial u}{\partial \xi} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2u = 0. \quad (2.34)$$

Essa equação foi resolvida por Zakharov e Shabat [51] em 1972 pelo método do espalhamento inverso obtendo a seguinte solução para a amplitude inicial do pulso de entrada:

$$u(0, \tau) = N \text{sech}(\tau). \quad (2.35)$$

O sólito fundamental é o pulso óptico que satisfaz a condição de $N = 1$ na equação 2.35. O parâmetro N representa a ordem do sólito e denominamos sólitons de mais alta ordem aqueles que possuem em sua solução $N > 1$, onde N é um número inteiro. Somente o sólito fundamental mantém sua forma e se propaga na fibra sem *chirp*. Essas duas características do sólito fundamental são interessantes em sistemas de comunicação [6]. Por isso, enfocamos neste trabalho o estudo de sólitons fundamentais.

Uma solução correspondente ao sólito fundamental da equação 2.34 é [6]:

$$u(\xi, \tau) = \text{sech}(\tau) \exp\left(\frac{i\xi}{2}\right). \quad (2.36)$$

Essa solução nos mostra que o pulso de entrada ao se propagar dentro da fibra adquire um deslocamento de fase dado por $\xi/2$, no entanto, sua amplitude permanece a mesma. Isso porque o efeito da dispersão da fibra é exatamente compensado pelo efeito não-linear quando o pulso de entrada tem a forma de uma sech e quando sua potência de pico tem o valor dado pela equação 2.33 para $N = 1$ [6].

Concluimos então que uma das características fundamentais a serem consideradas em projetos de sistemas de transmissão solitônicos é o formato do campo elétrico do pulso de entrada gerado pelo laser (sech). No entanto, é importante comentar que alguns experimentos [6] mostraram que:

- Pulsos de entrada no formato Gaussiano com $u(0, \tau) = \exp(-\tau^2/2)$ ajustam sua forma e largura, transformando-se em um sóliton fundamental com perfil de sech para $\xi \gg 1$.
- O sóliton fundamental pode ser excitado para valores de N que variam entre 0,5 e 1,5. Nessas condições a potência e a largura do pulso de entrada se ajustam durante a propagação na fibra para satisfazer a condição $N = 1$.

2.2.4.2 Cálculo da Potência de Entrada

Como comentamos anteriormente, o sóliton fundamental possui o parâmetro $N = 1$ e devido as suas características de manter a forma e ausência de *chirp* durante a propagação, é preferencialmente utilizado em sistema solitônico de transmissão de dados.

Dessa forma, a equação 2.33 para o sóliton fundamental pode ser escrita como:

$$\frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} = 1. \quad (2.37)$$

Para tanto, podemos verificar que a segunda condição necessária para obtermos um sistema de transmissão solitônico é projetar o laser para que o valor de potência de pico no início da propagação seja dado por:

$$P_0 = \frac{|\beta_2|}{\gamma T_0^2}. \quad (2.38)$$

Observe que essa relação é a mesma apresentada no início desta secção na equação 2.19 lembrando que:

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{\text{eff}}} = \frac{k_0 n_2}{A_{\text{eff}}}.$$

No entanto, a potência de entrada dada pela equação 2.38 desconsidera as perdas da fibra, pois é originada da equação 2.34. Vejamos a seguir a correção a ser efetuada nesse valor para sistemas reais considerando fibras com perdas e a compensação dessas perdas.

2.2.4.3 Correção da Potência de Entrada para Sistemas Utilizando EDFAs

Esquemas de Amplificação

Similarmente aos sistemas de transmissão óptica WDM, os sistemas de transmissão solitônicos podem utilizar dois tipos de esquemas de amplificação para compensar as perdas existentes em um enlace óptico:

1. Amplificação discreta

Esse esquema de amplificação consiste em inserir amplificadores espaçados entre si por um comprimento de fibra L_a , ao longo do enlace óptico conforme pode ser visto na figura 2.5-a. Cada amplificador tem a função de compensar as perdas da fibra do trecho anterior à sua posição. Conforme vimos na secção 2.1.1, dentre os amplificadores empregados nesse tipo de amplificação estão os EDFAs. É o esquema mais usado em sistemas não solitônicos e portanto, como nosso trabalho também enfoca a questão do melhoramento das redes ópticas já implantadas, estaremos priorizando esse esquema.

2. Amplificação distribuída

Na amplificação distribuída, usando o efeito Raman, os amplificadores também são inseridos no sistema conforme pode ser visto na Figura 2.5-b, no entanto as perdas da fibra são compensadas de forma distribuída ao longo do enlace conforme descrito na secção 2.1.1. O ganho distribuído é realizado pela injeção de uma potência de bombeio dentro da fibra. Visando distribuir de forma mais equalizada esse ganho pode-se utilizar bombeamento nos dois sentidos [6]. Esse esquema apresenta algumas vantagens em relação ao de amplificação discreta, como por exemplo menor variação de potência ao longo da transmissão, mas não será tratado no escopo deste trabalho.

Em experimentos com sistemas de transmissão solitônicos de longo alcance utilizando compensação de perdas com o esquema de amplificação discreta, foi verificado que a amplitude inicial do sóliton tem que prover não linearidade o suficiente para uma sobre-compensação da dispersão da fibra [36].

A NLSE em Sistemas de Amplificação Discreta

Em sistemas de amplificação discreta a equação 2.34 pode ser reescrita como [6]:

$$i\frac{\partial u}{\partial \xi} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u = -i\frac{1}{2}\Gamma u + i\frac{1}{2}g(\xi)L_D u, \quad (2.39)$$

onde $u = u(\xi, \tau)$, $\Gamma = \alpha L_D$ representa a perda da fibra sobre um comprimento de dispersão, $g(\xi) = \sum_{m=1}^{N_A} g_m \delta(\xi - \xi_m)$, N_A é o número total de amplificadores e g_m é o ganho do amplificador localizado em ξ_m . Se assumirmos que os amplificadores estão espaçados

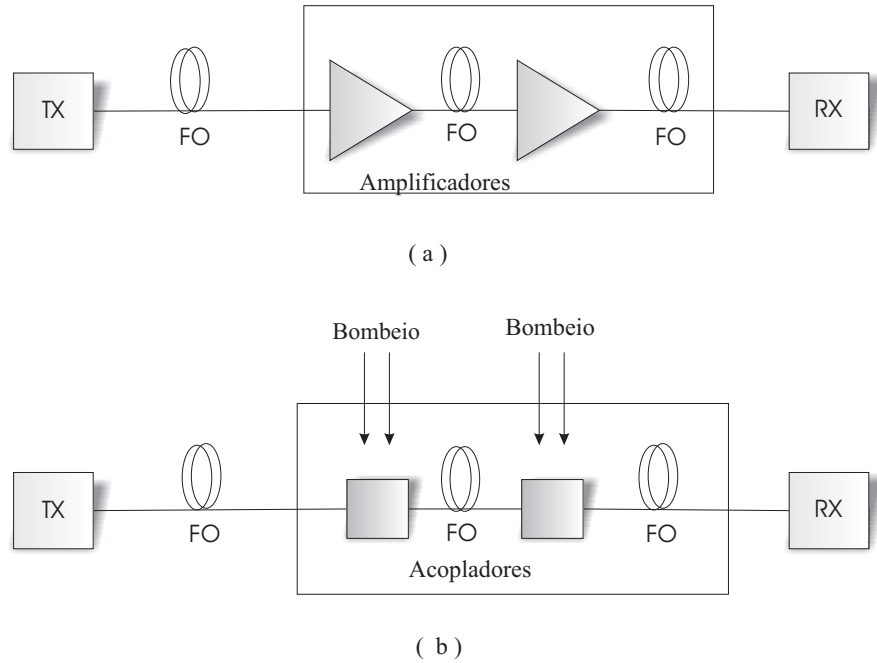


Figura 2.5: Esquemas de amplificação (a) discreta e (b) distribuída para compensação de perdas na fibra em sistema solitônico [6].

uniformemente teremos $\xi_m = m\xi_A$, onde $\xi_A = L_a/L_D$ é o espaçamento normalizado entre amplificadores.

Devido às variações rápidas de energia do sóliton introduzidas pelas mudanças de ganho-perdas periódicas, faremos a transformação [6]:

$$u(\xi, \tau) = \sqrt{p(\xi)}\nu(\xi, \tau), \quad (2.40)$$

onde $p(\xi)$ é uma função de variação rápida e $\nu(\xi, \tau)$ uma função de variação lenta de ξ . Substituindo a equação 2.40 na 2.39 encontramos [6]:

$$i\frac{\partial\nu}{\partial\xi} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2\nu}{\partial\tau^2} + p(\xi)|\nu|^2\nu = 0, \quad (2.41)$$

onde,

$$\frac{d\sqrt{p}}{d\xi} = (g(\xi)L_D - \Gamma)\frac{\sqrt{p}}{2}. \quad (2.42)$$

Hasegawa e Kodama, usando a transformação de Lie [36], introduziram o conceito de sólitons centro-guiados. A teoria prevê que a equação 2.41 é equivalente à equação NLSE 2.34 se a variação de dispersão for pequena e se a distância entre amplificadores for menor que o comprimento de dispersão [36]. Isso porque, em geral, mudanças na energia do sóliton são acompanhados de mudanças na largura do sóliton. Assim, grandes variações em $p(\xi)$ podem destruir um sóliton se sua largura mudar rapidamente através da emissão de ondas

dispersivas [6]. Quando $\xi_A \ll 1$, ou seja, $L_a \ll L_D$, a largura do s3liton praticamente n3o muda, apesar de sua pot3ncia, $p(\xi)$, variar consideravelmente em cada lance entre amplificadores. Nessas condi33es, podemos substituir $p(\xi)$ por seu valor m3dio \tilde{p} na equa33o 2.41. Considerando ainda que $u = \sqrt{\tilde{p}}\nu$ a equa33o 2.41 reduz-se 3 equa33o 2.34 obtida para o caso de fibra sem perdas.

Regimes de Transmiss3o

Em sistemas de transmiss3o onde a compensa33o das perdas 3 feita por esquemas de amplifica33o discreta, os s3litons durante a propaga33o se comportam de maneiras distintas, de acordo com os valores de αL_D e da rela33o entre L_D e L_a . Essas condi33es caracterizam dois regimes diferentes de transmiss3o que podem ser identificados como [49]:

- Regime s3liton-m3dio – Condi33es de opera33o: $L_a \ll L_D$.

Conforme descrito anteriormente, no conceito de s3liton centro-guiados, se $L_a \ll L_D$ a pot3ncia $p(\xi)$ da equa33o 2.41 pode ser descrita pelo seu valor m3dio \tilde{p} . Quando isso acontece estamos considerando que a evolu33o do s3liton pode ser descrita por sua energia m3dia sobre um espa3amento entre amplificadores. Esse modo de opera33o 3 referido como regime s3liton-m3dio.

- Regime quasi-adiab3tico – Condi33es de opera33o: $\alpha L_D \ll 1$ e $L_a \gg L_D$

Quando L_a aproxima-se de L_D tornando-se at3 mesmo maior, ocorrer3 uma evolu33o din3mica do s3liton sobre um espa3amento entre amplificadores. Se $\alpha L_D \gg 1$ o s3liton 3 fortemente perturbado e n3o sobrevive a grandes dist3ncias. Por outro lado, se $\alpha L_D \ll 1$, cada s3liton pode adaptar-se adiabaticamente durante a propaga33o, aumentando sua largura e diminuindo sua pot3ncia de pico, enquanto mant3m sua natureza solit3nica [49]. Nessa situa33o, n3o podemos tomar o valor m3dio de $p(\xi)$ e portanto a equa33o 2.41 governa esse regime de propaga33o.

Considerando a equa33o 2.31 e a rela33o entre B e T_0 dada pela equa33o 2.25 podemos reescrever a rela33o $L_a \ll L_D$ como:

$$L_a \ll \frac{1}{4B^2 q_0^2 |\beta_2|}. \quad (2.43)$$

Assim, um sistema solit3nico operando no regime s3liton-m3dio dever3 satisfazer a condi33o:

$$B \ll \frac{1}{\sqrt{4L_a q_0^2 |\beta_2|}}. \quad (2.44)$$

Por exemplo, para o valor de $\beta_2 = -0,5 \text{ ps}^2/\text{km}$, $L_a = 50 \text{ km}$ e $q_0 = 4$, teremos que $B \ll 25 \text{ Gb/s}$ para o sistema operar no regime s3liton-m3dio.

Por outro lado, a taxa de transmissão mínima para o sistema operar no regime quasi-adiabático será dada por [49]:

$$B \gg \frac{1}{2q_0} \sqrt{\frac{\alpha}{|\beta_2|}}. \quad (2.45)$$

Podemos verificar através da expressão 2.45 que o regime de transmissão quasi-adiabático é mais freqüente em sistemas de comunicações solitônicos de alta velocidade, ou seja, canal com alta taxa de transmissão. Utilizando valores típicos para os estes parâmetros: $\alpha_{dB} = 0, 2dB/km$, $q_0 = 5$ e $\beta_2 = -1ps^2/km$ teremos $B \gg 21Gb/s$.

Correção da Potência de Entrada

Na prática, em sistemas de amplificação discreta, o sóliton fundamental pode ser excitado se sua potência de entrada P_{in} no regime sóliton médio for maior por um fator de $\frac{1}{\tilde{p}}$, para compensar as variações de amplitude. Com o ganho do amplificador, $G = \exp(\Gamma\xi_A)$ e usando [6]

$$\tilde{p} = \xi_A^{-1} \int_0^{\xi_A} \exp(-\Gamma\xi) d\xi,$$

o fator de aumento da potência em sistemas de amplificação discreta será [6]:

$$f_{LM} = \frac{P_{in}}{P_0} = \frac{1}{\tilde{p}} = \frac{\Gamma\xi_A}{1 - \exp(-\Gamma\xi_A)} = \frac{G \ln G}{G - 1}. \quad (2.46)$$

Portanto, em sistemas de amplificação discreta, desconsiderando efeitos de saturação dos amplificadores, operando no regime sóliton-médio, o fator de correção acima descrito deve ser considerado e a potência de pico do laser na entrada da fibra, P_{in} , é dada por:

$$P_{in} = \frac{G \ln G}{G - 1} P_0. \quad (2.47)$$

Como $\Gamma = \alpha L_D$ e $\xi_A = \frac{L_a}{L_D}$ então podemos dizer que $G = \exp(\Gamma\xi_A) = \exp(\alpha L_D)$ e P_0 é a potência de entrada sem perdas dada pela equação 2.38.

2.2.4.4 Limitadores do Sistema Solitônico de Transmissão Óptica

O sistema de transmissão solitônico após projetado corretamente tem seu alcance limitado, principalmente, por quatro fatores físicos ⁷, responsáveis pelo *jitter* temporal (*timing jitter*) do sinal no sistema [36, 49]:

1. Interação entre sólitons

Em sistemas de comunicação solitônicos a seqüência de pulsos modifica a solução ideal

⁷Outros limitadores provenientes dos termos de mais alta ordem do coeficiente de dispersão, efeito Raman e dispersão não linear não pertencem ao escopo deste trabalho.

dos sólitons. No início da secção 2.2.4 abordamos a questão da aplicabilidade da solução de propagação de um sóliton para uma seqüência de pulsos solitônicos. Comentamos que quando cada sóliton está distante um do outro essa solução é aceitável. No entanto, a propagação do sinal solitônico sofre a limitação imposta pelos efeitos negativos da interação entre seus vizinhos, que são vistos por cada sóliton como uma perturbação que não é solução da NLSE. Essa interação induz pequenos deslocamentos do pulso no intervalo de *bit* (*bit slot*), provocando uma mudança do pulso no tempo *timing jitter*. Uma maneira de diminuir os efeitos provocados pela interação entre sólitons é aumentar q_0 , pois a interação depende fortemente do espaçamento entre os pulsos. A dependência de q_0 e o alcance total máximo do sistema, L_{t1} , limitado por interação entre dois pulsos de canais diferentes, é dada por [6]:

$$L_{t1} \ll \frac{\pi \exp(q_0)}{8q_0^2 |\beta_2| B^2}. \quad (2.48)$$

Quando a distância de propagação do sinal for bem menor que seu alcance máximo, L_{t1} , a interação entre sólitons pode ser negligenciada. Uma técnica utilizada para minimizar esse problema consiste em promover uma diferença na amplitude entre sólitons vizinhos (de um mesmo canal) de aproximadamente 10% [6, 52].

2. Ruído dos amplificadores

O ruído do amplificador, gerado pela emissão espontânea amplificada (ASE - *Amplified Spontaneous Emission*) normalmente deteriora a relação sinal-ruído (SNR - *Signal-to-noise Ratio*) do sistema devido à superposição do ruído com o sinal. Somado a isso, em sistemas solitônicos, segundo Gordon e Haus o ruído dos amplificadores pode induzir modulação de frequência e resultar em *timing jitter*. Assim, esse ruído induzido pela ASE, degrada a SNR através da flutuação de amplitude e introduz *timing jitter* através da flutuação da frequência. Para sistemas solitônicos o impacto na SNR não é tão sério, principalmente em sistemas com gerência de dispersão, devido à grande amplitude do sinal. No entanto, a mudança da velocidade, induzida pela alteração da frequência causada pelo ruído do amplificador, resulta em um deslocamento no tempo, *timing jitter*, do pulso solitônico em relação à sua posição inicial no *bit slot*, contribuindo assim para o aumento da taxa de erro por bit (BER - *Bit-Error Rate*) [6, 36].

Dessa forma, o amplificador óptico usado para compensar as perdas da fibra também limita a distância de transmissão total do enlace solitônico. Para sistemas solitônicos de longo alcance, que possuem um grande número de amplificadores, a distância de

transmissão total máxima, limitada pelo *timing jitter*, é dada por [6]:

$$L_{t2} = \frac{1}{B} \left(\frac{9\pi b_j^2 L_a}{n_{sp} F_g q_0 \gamma \lambda h D} \right)^{1/3}, \quad (2.49)$$

onde b_j é a fração do *bit slot* o qual o sóliton pode mover-se sem afetar o desempenho do sistema, tipicamente $b_j < 0,1$, $h = 6,547 \times 10^{-34}$, $D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2$ e $F_g = \sqrt[10]{10 F_n}$ onde F_n é a figura de ruído do amplificador. O fator de emissão espontânea, n_{sp} , pode ser aproximado por $n_{sp} = F_n/2$.

Esta relação é conhecida como limite de Gordon-Haus [49].

3. *Jitter* acústico

O *Jitter* acústico é o *timing jitter* provocado pelo espalhamento de fônons dentro da fibra. O confinamento do campo óptico dentro do núcleo da fibra cria gradientes de campo na direção radial da fibra. Esses gradientes de campo elétrico mudam o índice de refração e geram ondas acústicas através do efeito de eletrostricção (*electrostriction*). O fenômeno de eletrostricção cria variação da densidade do material em resposta à variação no campo elétrico. Essa variação de densidade gera mudança no índice de refração interferindo na velocidade do sóliton e criando *timing jitter* [6].

4. Dispersão por modo de polarização (PMD - *Polarization-Mode Dispersion*)

Em sistemas de comunicação solitônicos, todos os sólitons são lançados dentro da fibra linearmente polarizados. No entanto eles são periodicamente amplificados e seu estado de polarização torna-se randômico devido ao caráter randômico da ASE gerada no amplificador. Devido à birrefringência da fibra as componentes polarizadas ortogonalmente viajam com velocidade de grupo ligeiramente diferentes resultando em *timing jitter*. O coeficiente de PMD, D_{PMD} , quantifica esse efeito. Sistemas solitônicos podem ser resistentes aos efeitos do PMD desde que a condição $D_{PMD} < 0,3\sqrt{D}$ seja satisfeita [53]. Caso contrário, o impacto do PMD é tão importante quanto o causado pelas demais fontes de *timing jitter* [49]. Quanto maior for o parâmetro D mais robusto será o sistema solitônico em relação à PMD [54]. Em sistemas de comunicação solitônicos o *timing jitter* induzido por PMD sempre é significativo quando tipicamente $D_{PMD} > 1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ [49]. Isso porque nessa condição os valores de D devem ser grandes para que a PMD possa ser negligenciada, o que pode não ser interessante em sistemas solitônicos.

O mecanismo de degradação devido à PMD em sistemas solitônicos é diferente do mecanismo em sistemas lineares⁸. Em sistemas de transmissão solitônico o principal

⁸Sistemas lineares são sistemas de transmissão óptica que não operam no regime solitônico.

problema causado pela PMD é a geração de ondas dispersivas. Elas degradam o sistema de transmissão em dois aspectos: causando a perda de energia do sóliton e portanto induzindo seu alargamento, e através da interação com outros sólitons. Portanto, sistemas solitônicos que não utilizam técnicas visando eliminar estas ondas dispersivas geradas podem não ser mais robustos à PMD que sistemas lineares [54,55]. No entanto, sistemas solitônicos com gerenciamento de dispersão e/ou utilizando outros métodos de controle de ondas dispersivas são potencialmente mais robusto em relação à PMD [54–57].

A energia do sóliton também tem significativo efeito na robustez do mesmo quanto à PMD, que pode ser aumentada pelo aumento da energia do sóliton. Por exemplo para um sistema solitônico onde $T_{FWHM} = 20 \text{ ps}$, $D_{PMD} = 0,5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ e $D = 0,1 \text{ ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$ o valor de N^2 mais adequado é em torno de 1,5 para o cálculo da potência do sóliton [57].

O desempenho do sistema solitônico deve considerar a combinação desses efeitos. Pois como vimos a PMD torna-se significativo para valores baixos do parâmetro de dispersão, D . Por outro lado, quanto maior for o valor de D mais limitado será o sistema devido a interação entre canais, ao efeito de Gordon Hauss e a condição de operação em regime sóliton médio, como pode ser observado através das equações 2.48, 2.49 e 2.45 respectivamente.

2.2.4.5 Soluções para Problemas de Transmissão Óptica Solitônica

Como vimos na secção anterior, alguns fenômenos físicos provenientes da resposta do material, fibra óptica, e equipamentos à presença do campo elétrico limitam o alcance dos sistemas de transmissão solitônicos. Esses problemas podem ser reduzidos pelo uso de técnicas de controle do *timing jitter* ou pela implementação do gerenciamento de dispersão. A seguir citamos algumas delas e seu princípio básico.

O uso de filtros ópticos pode reduzir consideravelmente o *timing jitter* provocado pelo ruído dos amplificadores, pela geração de fonons e pelo efeito da interação solitônica, aumentando assim os limites de alcance dos sistemas impostos por esses fatores. A largura de banda do filtro é projetada para o sóliton passar bloqueando grande parte da ASE. Quando todos os filtros locados no enlace óptico possuem a mesma frequência central o *timing jitter* pode ser reduzido para menos que 50%. Uma evolução dessa técnica propõe que a frequência central de sucessivos filtros aumente (ou diminua) ao longo do enlace. Essa técnica é conhecida como filtros de frequência-deslizante (*sliding-frequency filters*) [49]. Esses filtros podem, também, reduzir os efeitos de PMD em determinadas condições⁹ através da redução

⁹Em sistemas de 40 Gb/s estes filtros são eficientes na condição $D_{PMD} < 0,6 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$

de ondas dispersivas do sistema [53, 55].

Ondas dispersivas podem ser removidas do sistema através do uso de absorvedores saturáveis rápidos (FSA - *fast saturable absorber*), inseridos periodicamente ao longo do enlace. Eles absorvem baixa intensidade de luz como as das ondas dispersivas, mas são transparentes às intensidades altas dos sólitons [49].

Assim como o gerenciamento das perdas proporcionado pelos amplificadores solucionou a questão das perdas da fibra; o gerenciamento de dispersão vem propor uma solução para efeitos degradativos da dispersão do pulso na fibra em sistema de transmissão, através do uso de alguma forma de compensação de dispersão. Uma forma amplamente utilizada no gerenciamento de dispersão é o emprego de fibras compensadoras de dispersão (DCF - *Dispersion-compensated Fibers*) periodicamente ao longo do enlace, gerando mapas de dispersão periódicos. Os mapas de dispersão consistem em alternar o GVD da fibra, utilizando fibras com coeficiente de dispersão negativo (GVD anômolo) e positivo (GVD normal) intercaladas, de tal forma a proporcionar uma dispersão média baixa, mantendo ao mesmo tempo valores locais altos de dispersão, suficientes para que o TOD (*Third-Order Dispersion*) e o FWM (*Four-wave mixing*) possam ser negligenciados [6]. Além disso, a implementação do gerenciamento de dispersão reduz a interação entre sólitons de um mesmo canal, minimiza o *Jitter* de Gordon Haus e diminui a emissão de ondas dispersivas [37]. Com isso, o gerenciamento de dispersão permite aumentar o espaçamento entre repetidores e o alcance máximo do sistema. Apesar do gerenciamento de dispersão com o uso de DCF ter contribuído significativamente para a redução do *timing jitter*, ele provoca uma oscilação na largura do pulso, que aliado à sobreposição entre o decaimento exponencial dos pulsos de sólitons adjacentes, causa pequena mas não negligenciável interação não linear entre os pulsos. Visando minimizar este problema em sistemas solitônicos com gerenciamento de dispersão, Kumar e Hasegawa [30] introduziram o conceito de quasi-Sóliton. O quasi-Sóliton é uma solução alternativa para a NLSE onde a forma do pulso de entrada não é uma *sech* mas, possui a propriedade de apresentar um formato parabólico para o decaimento do pulso.

2.3 Sistemas de Transmissão Óptica WDM Solitônicos

2.3.1 Fundamentos Iniciais

Sistemas WDM solitônicos são sistemas de comunicações ópticas que utilizam a multiplexação por comprimento de onda entre sólitons de frequências diferentes (canais solitônicos diferentes). Quando duas ou mais ondas ópticas estão copropagando dentro da fibra elas podem interagir umas com as outras através de efeitos não lineares. Sob determinadas

condições uma interação pode gerar novas ondas através de fenômenos não lineares como por exemplo, espalhamento Raman, espalhamento Brillouin, geração harmônica e mistura de quatro ondas; bem como promover um acoplamento entre canais diferentes, este fenômeno é chamado modulação de fase cruzada, XPM [32].

Portanto, em sistema WDM solitônicos, além das fontes de *timing jitter* existentes em sistemas solitônicos de um único canal, vistas na secção 2.2.4.4, ocorrem outros efeitos degradantes provenientes dos fenômenos não lineares acima citados. Neste estudo estaremos enfatizando dois deles:

- mistura de quatro ondas (FWM - *Four-wave mixing*);
- modulação de fase cruzada (XPM - *Cross-phase modulation*).

A modulação de fase cruzada, tratada neste trabalho, é uma interação não-linear que ocorre em fibras ópticas resultante de um acoplamento entre pulsos de canais diferentes com mesma polarização inicial [32]. Nesse acoplamento um canal modula a fase do outro e vice versa. A XPM em um sistema WDM solitônico provoca a alteração da frequência dos canais que estão em processo de colisão, mudando a velocidade dos pulsos e conseqüentemente provocando *timing jitter*. Além disso, ela deverá ser considerada, juntamente com a auto modulação de fase, SPM, no projeto da potência de entrada para a formação do pulso solitônico. Dessa forma, em sistemas WDM solitônicos os efeitos da dispersão no pulso, durante sua propagação na fibra, serão compensados pelo efeito da SPM e da XPM.

A mistura de quatro ondas é um processo paramétrico ¹⁰ onde interações não lineares entre pulsos dão origem a novas ondas com frequências diferentes ou até mesmo iguais às das ondas incidentes. Se três campos ópticos de frequências diferentes, w_1 , w_2 e w_3 copropagam dentro da fibra simultaneamente, a resposta não-linear do meio gera um quarto campo, w_4 , relacionado com os outros campos por: $w_4 = w_1 \pm w_2 \pm w_3$ ¹¹ [6]. Muitos campos com frequências diferentes podem ser gerados resultantes de diversas combinações dos campos que copropagam dentro da fibra. Na prática, o casamento de fase é uma condição para que essas combinações sejam relevantes [32]. Em sistemas de transmissão WDM a combinação de frequências na forma $w_4 = w_1 + w_2 - w_3$ é potencialmente degradante para o sistema ¹². Nessa combinação os campos copropagantes tornam-se próximos do casamento de fase quando os comprimentos de ondas utilizados estão próximos do comprimento de onda de zero de dispersão, ou seja, quando β_2 é pequeno ($< 1ps^2/km$) e o espaçamento

¹⁰Processo paramétrico é aquele onde as interações não lineares ocorrem sem perda de energia para o meio, no caso fibra óptica.

¹¹Dois campos ópticos de frequências diferentes também geram o terceiro campo através da combinação $w_3 = 2w_1 \pm w_2$ ou $w_3 = 2w_2 \pm w_1$.

¹²Para dois campos ópticos de frequências diferentes as combinações na forma $w_3 = 2w_1 - w_2$ e/ou $w_3 = 2w_2 - w_1$ são potencialmente degradantes para o sistema WDM.

entre canais também é pequeno ($< 100GHz$) [6].

Os efeitos causados pela XPM e pela FWM ocorrem somente durante a sobreposição de pulsos de canais diferentes. Portanto, um dos problemas enfrentados pelos sistemas WDM solitônicos é gerado pela colisão entre canais que pode ocorrer no início e ao longo da propagação do sinal na fibra óptica. Devido à variação da velocidade de grupo com o comprimento de onda dos pulsos, essas colisões ocorrem periodicamente ao longo da fibra, quando há sobreposição dos pulsos ópticos de canais diferentes. O comprimento de fibra percorrido durante essa sobreposição é conhecido como comprimento de colisão [6]. É comum adotar a convenção que o início da colisão entre dois sólitons ocorre quando eles se sobrepõem no ponto em que ambos estão com metade de suas potências; e termina, na mesma situação, após o pulso de maior velocidade ter percorrido o outro pulso. Dizemos que ocorreu uma colisão completa conforme pode ser visto na fig. 2.6. Assim sendo, considerando a largura do pulso a 3 dB do valor de pico, T_{FWHM} , a duração de uma colisão é $2 \times T_{FWHM}$. A velocidade relativa entre dois pulsos solitônicos, ΔV , pode ser expressa em função do espaçamento angular entre canais normalizado, Ω_{ch} , coeficiente de dispersão de segunda ordem, β_2 , e da largura do pulso, T_0 , como [6]:

$$\Delta V = \left(\frac{|\beta_2| \Omega_{ch}}{T_0} \right)^{-1}. \quad (2.50)$$

Tendo em vista a equação 2.50, o comprimento de colisão é dado por:

$$L_{col} = (\Delta V)(2T_{FWHM}) = \frac{2T_{FWHM}T_0}{|\beta_2| \Omega_{ch}}. \quad (2.51)$$

onde

$$|\beta_2| = \frac{D\lambda^2}{2\pi c}, \quad (2.52)$$

$$\Omega_{ch} = 2\pi \Delta f T_0, \quad (2.53)$$

$$\Delta f = \frac{f}{\lambda} \Delta \lambda, \quad (2.54)$$

$$c = f\lambda. \quad (2.55)$$

Substituindo as equações 2.52, 2.53, 2.54 e 2.55 na equação 2.51 podemos facilmente verificar que:

$$L_{col} = 2 \frac{T_{FWHM}}{D\Delta\lambda}, \quad (2.56)$$

onde T_{FWHM} é a largura do pulso à meia altura, D é o parâmetro de dispersão e $\Delta\lambda$ é o espaçamento entre canais.

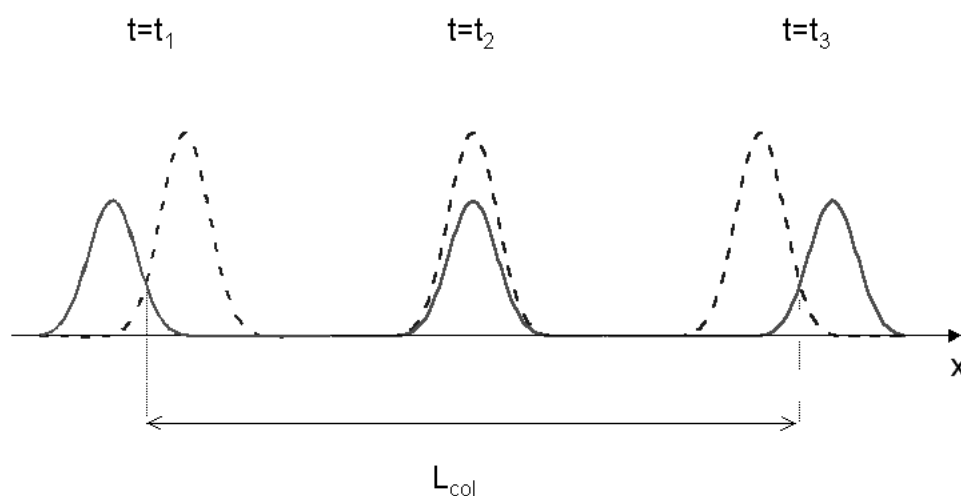


Figura 2.6: Colisão completa entre dois pulsos solitônicos.

2.3.2 Evolução Histórica

Como vimos na secção 2.2.2, somente em 1988 foi demonstrado o potencial dos sólitons para uso em sistemas de comunicações ópticas de longo alcance. No entanto, como vimos na secção 2.1.2, a implementação dos sistemas WDM, nesta ocasião, ainda não era viável devido à limitação imposta pelos regenerados utilizados nos sistemas de transmissão óptica. Somente no início dos anos 90, com o advento dos amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFAs) tornou-se possível a amplificação de muitos comprimentos de onda simultaneamente. Com o advento dos EDFAs surge a possibilidade de implementação de sistemas WDM solitônicos. Em 1992, Mollenauer utilizando filtros de frequência variável demonstra a propagação de 2 canais de 5 Gbit/s por 11000 km [38] e um ano depois, 2×10 Gbit/s sobre 13000 km [39]. Em 1992 surge a idéia de implementar o gerenciamento de dispersão na transmissão de sólitons para minimizar o efeito do alargamento do pulso e do FWM e expandir o espaçamento entre amplificadores.

O mundo passa a investigar sistemas WDM solitônicos utilizando gerenciamento de dispersão adicionados ou não a outros métodos, como por exemplo uso de filtros de frequência variável, amplificadores Raman etc. A busca, empreendida pelos pesquisadores, em direção a taxas de transmissão e alcances cada vez maiores pode ser observada através de alguns exemplos citados na tabela 2.3. Dentre esses exemplos somente os marcados com asterisco não utilizam técnicas de gerenciamento de dispersão.

Tabela 2.3: Evolução dos sistemas de comunicação WDM solitônicos.

Taxa de transmissão	Alcance	Ano	Referência
2×5 Gb/s	11000 km	1992	[38]*
2×10 Gb/s	13000 km	1993	[39]*
4×20 Gb/s	2000 km	1997	[58]
2×40 Gb/s	1200 km	1997	[59]
25×40 Gb/s	1500 km	2000	[37]
25×40 Gb/s	1500 km	2000	[60]
55×20 Gb/s	3200 km	2001	[61]
63×40 Gb/s	320 km	2003	[62]

2.3.3 Efeitos de XPM e FWM para Dois Canais

Em sistemas WDM solitônicos efeitos não lineares, como FWM e XPM, passam a ser significativamente importantes e limitadores do seu desempenho, portanto, precisam ser considerados no projeto.

Na secção 2.2.4.1 foi apresentada a equação não-linear de Schrödinger normalizada (Equação 2.34). Ela descreve a propagação de um único canal (comprimento de onda) na fibra óptica. Quando dois canais estão presentes, são introduzidos a ela outros termos referentes aos fenômenos de XPM e FWM. Nesta secção, analisaremos cada um deles separadamente.

2.3.3.1 Modulação de Fase Cruzada - XPM

Primeiramente faremos uma abordagem dos efeitos não lineares causados pela XPM, bem como pela SPM. Dessa forma a NLSE, anteriormente referida, pode ser reescrita em unidades normalizadas, para sistemas de dois canais com amplificação discreta, considerando variação de dispersão, como [6]:

$$i \frac{\partial u_1}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_1}{\partial \tau^2} + b(\xi)(|u_1|^2 + 2|u_2|^2)u_1 = 0, \quad (2.57)$$

$$i \frac{\partial u_2}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau^2} + b(\xi)(|u_2|^2 + 2|u_1|^2)u_2 = 0, \quad (2.58)$$

onde ξ , τ e u foram definidos através das equações 2.29 deste capítulo; e $b(\xi) = p(\xi)/d(\xi)$, onde $p(\xi)$ e $d(\xi)$ dependem, respectivamente, dos esquemas de gerenciamento de perdas e dispersão utilizados. No nosso caso, como não são utilizados esquemas de gerenciamento de dispersão então $b(\xi) = p(\xi)$, conforme descrito na secção 2.2.4.3, equação 2.41, considerando que o esquema de gerenciamento de perdas utilizado é o de amplificação discreta.

Resolvendo essas duas equações encontraremos a solução para $u_1(\xi, \tau)$ e $u_2(\xi, \tau)$. Segundo Mollenauer [63], podemos assim determinar as equações gerais de mudança de frequência dos pulsos solitônicos durante a colisão:

$$\frac{d\delta_1}{dZ} = \frac{4b(Z)}{\Omega_{ch}} \frac{d}{dZ} \left(\frac{Z \cosh Z - \sinh Z}{\sinh^3 Z} \right), \quad (2.59)$$

onde $Z = \Omega_{ch}\xi$, $\delta_m = 1/2\Omega_{ch}$ para $m = 1$ e $\delta_m = -1/2\Omega_{ch}$ para $m = 2$ e a separação em frequência entre sólitons é dada por $\Omega_{ch} = 2\pi\Delta f T_0$.

Segundo Agrawal [6] a mudança de δ_2 ocorre em direção oposta à mudança de δ_1 por uma mesma quantidade. Podemos concluir então que enquanto um canal experimenta mudança de frequência para menos o outro irá experimentar para mais durante a colisão. Conseqüentemente, o comprimento de onda de cada canal será alterado mudando a velocidade de cada pulso e portanto sua posição no *bit slot*. Quando os pulsos durante a colisão encontram-se na situação de alinhamento de suas potências de pico, eles estarão totalmente sobrepostos e o deslocamento de frequência será máximo conforme pode ser observado através da fig. 2.7. Se considerarmos o caso onde a dispersão do pulso na fibra é constante e a mesma não possui perdas, a equação 2.59 pode ser escrita como:

$$\Delta\delta_1(Z) = \frac{4(Z \cosh Z - \sinh Z)}{\Omega_{ch} \sinh^3 Z}, \quad (2.60)$$

Como vimos a XPM induz um deslocamento de fase em cada pulso, isso leva a uma mudança na frequência de cada sóliton durante a colisão e portanto uma alteração na velocidade dos mesmos. A figura 2.7 mostra como a frequência do sóliton muda durante a colisão em um meio sem perdas e com dispersão constante. Podemos observar, nesse caso, que finalizada a colisão completa não existe deslocamento de frequência residual, portanto as frequências e velocidades dos pulsos solitônicos retornam a seus valores iniciais, anteriores à colisão. No entanto a posição dos pulsos dentro dos seus respectivos *bit slots* muda. O deslocamento temporal para um meio sem perdas e com dispersão constante pode ser obtido integrando a equação 2.59 [6]:

$$\Delta t = -T_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta\delta_1(\xi) d\xi = \frac{1}{\pi^2 T_0 \Delta f^2}. \quad (2.61)$$

Devido ao caráter randômico da transmissão dos *bits*, ora haverá colisão, quando houver sobreposição de dois *bits* 1, ora não, no caso por exemplo da combinação de *bit* 0 com 1. Assim sólitons de uma mesma frequência sofrem deslocamentos diferentes. Conseqüentemente, a colisão completa entre canais, produz *timing jitter* mesmo em meios sem perdas [6].

Em situações reais com amplificação discreta, há uma flutuação da intensidade do pulso que pode servir para destruir a simetria da colisão completa resultando em um deslocamento de frequência residual.

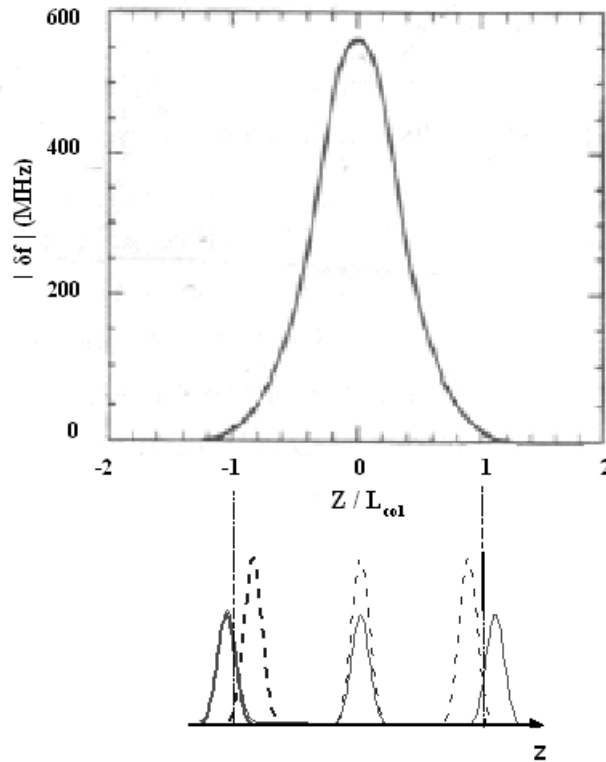


Figura 2.7: Deslocamento de frequência (δf) durante a colisão de dois sólitons de 50 ps e 75 GHz de espaçamento entre canais em um meio sem perdas [6].

2.3.3.2 Mistura de Quatro Ondas - FWM

O processo de FWM pode gerar, durante a interação entre os canais, novas ondas com frequências diferentes das frequências dos canais originais. No caso restrito da interação de dois canais poderemos ter a geração de várias frequências condicionadas ao casamento de fase. Em sistemas de transmissão duas delas merecem especial atenção pois estão próximas dos dois canais, $2w_1 - w_2$ e $2w_2 - w_1$ conforme pode ser visto na figura 2.8, e terão o casamento de fase, Δk , dado por [64]:

$$\Delta k = \frac{\lambda^2 D(\lambda_{1,2})}{2\pi c} \Omega_{ch}^2, \quad (2.62)$$

onde Ω_{ch} é o espaçamento angular de frequências dos canais em colisão e $D(\lambda_{1,2}) = D_{medio}$ é o parâmetro de dispersão médio. O casamento de fase se dá para valores de Δk próximos de zero ($\Delta k \cong 0$).

Existe uma outra situação denominada pseudo-casamento de fase, onde os efeitos de FWM também serão relevantes. A geração de ondas por FWM em sistemas solitônicos é periódica, com período dado por $L_p = \frac{2\pi}{\Delta k}$. Para o caso de sistemas com amplificação

discreta, a condição de pseudo-casamento de fase é dada por [64]:

$$M = \{1, 2, 3, 4, 5, \dots\}, \quad (2.63)$$

onde

$$M = \frac{L_a}{L_p}. \quad (2.64)$$

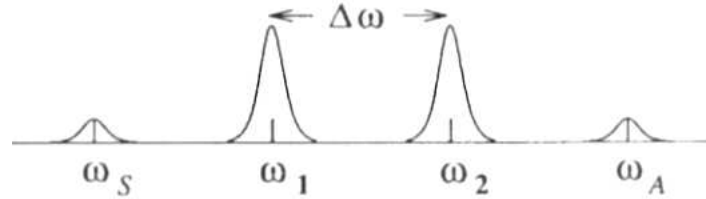


Figura 2.8: Ondas geradas por FWM em um sistema com dois canais ($w_S = 2w_1 - w_2$ e $w_A = 2w_2 - w_1$).

Observações realizadas por Mollenauer [64] mostram que a mistura de quatro ondas não é problema no caso ideal de fibras sem perda, pois nesse caso os campos gerados por FWM durante a colisão completa simétrica são de pequena amplitude de energia e nulos quando os pulsos separam-se novamente, conforme pode ser observado através da figura 2.9. Por outro lado, quando utilizamos gerenciamento de dispersão, o GVD é relativamente alto localmente em cada seção da fibra, mas com valor médio baixo. Como quanto maior a dispersão local maior o descasamento de fase, então o GVD alto localmente evita a geração de grandes amplitudes de energia por FWM. No entanto, em fibras reais, sem gerenciamento de dispersão, um pseudo casamento de fase da flutuação de intensidade associado ao uso de amplificadores discretos (EDFA) é capaz de gerar efeitos de FWM em altos níveis, resultando em uma variação intensa na amplitude e no tempo. Isso pode ser observado, para esse caso, através da curva c da figura 2.9 onde um alto valor de energia resultante do processo de FWM é gerado.

Observa-se ainda através da figura 2.9 que na situação real, sem gerenciamento de dispersão, mesmo após a colisão existe uma energia residual de FWM, que apesar de pequena, após sucessivas colisões poderá causar grande dano ao sistema.

Podemos concluir que o processo de FWM impõem ao sistema duas penalidades [64]:

- Perda de energia para as novas frequências geradas, que não são reabsorvidas pelo sóliton. Ou seja, após cada colisão o sóliton perde energia devido ao resultado do processo de FWM. Quanto maior o número de colisões maior a perda de energia.
- *Timing jitter* e variação de amplitude. Isso porque a perda de energia induzirá a assimetria da colisão e conseqüentemente, como já vimos anteriormente, maior desvio de

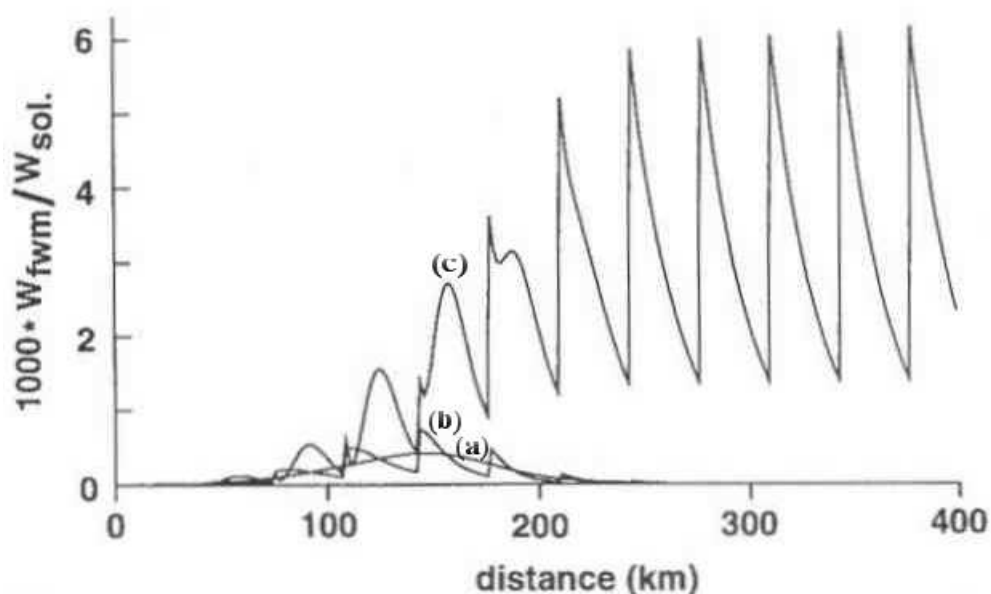


Figura 2.9: Comparação entre a energia resultante do processo de FWM de um único canal gerado normalizada pela energia do sóliton ($1000W_{FWM}/W_{sol}$) durante um processo de colisão para três diferentes condições: fibra sem perda com dispersão constante (curva a – sem oscilações periódicas); fibra real com $L_a = 33,3$ km com variação de dispersão (curva b – com oscilações periódicas de menor amplitude); fibra real com amplificação discreta e sem gerenciamento de dispersão (curva c – com oscilações periódicas de amplitudes mais altas). Ref. [64].

freqüência residual e maior *timing jitter*. Os campos gerados por FWM possuirão fase randômica e criarão também, uma variação de amplitude no sistema. Esses campos gerados serão vistos pelo sistema como ruído e os produtos gerados por FWM na mesma banda dos sólitons influenciarão nos canais.

No nosso caso, trabalhamos com simulações considerando fibras reais, com perdas e amplificação discreta e não usamos gerenciamento de dispersão, portanto o FWM pode ser extremamente degradante para o sistema, conforme visto nesta secção.

3 | GERENCIAMENTO DE COLISÕES

3.1 Fundamentos Teóricos

Em sistemas WDM solitônicos podemos inserir dois ou mais canais ao mesmo tempo na fibra óptica, desde que possuam comprimentos de onda diferentes. Como a frequência de cada canal é diferente, a velocidade dos pulsos de cada canal também é diferente, e por conseguinte eles colidem periodicamente ao longo da propagação na fibra óptica, FO. A colisão ocorre quando houver sobreposição de dois ou mais pulsos. Um dos problemas enfrentados pelos sistemas WDM solitônicos é gerado por essas colisões entre canais, que podem ocorrer no início, ao longo e no final da propagação dos pulsos na FO. Elas limitam severamente o sistema através da modulação de fase cruzada, XPM e da mistura de quatro ondas, FWM. As ondas geradas através do processo de FWM, durante a colisão, poderão se propagar ao longo da transmissão do sinal. Enquanto que os efeitos degradantes da XPM ocorrem somente durante a colisão.

Através da XPM, a colisão induz efeitos de deslocamento da frequência central dos pulsos envolvidos na mesma, como vimos no tratamento da NLSE para dois canais no capítulo 2. Esse deslocamento provoca a mudança de velocidade de cada pulso e portanto o deslocamento do pulso no seu *bit slot* (*timing jitter*).

O impacto causado pelas colisões, através dos dois processos acima citados, motiva o tratamento detalhado e cuidadoso dado a seguir às mesmas. A colisão entre pulsos de canais diferentes pode ser classificada como:

- colisões completas ou incompletas: quanto à completeza da colisão;
- colisões simétricas ou assimétricas: quanto à simetria da colisão.

Colisões completas são aquelas onde o pulso de um canal (canal 1, por exemplo) percorre todo o pulso do outro canal (canal 2, por exemplo), sobrepondo-se do início ao fim, conforme já definido anteriormente, na secção 2.3.1.

Nas colisões incompletas o pulso do canal 1 não percorre todo o pulso do canal 2. Isso pode acontecer em duas situações, quando a transmissão dos pulsos inicia-se ao mesmo tempo na fibra, ou em algum instante de tempo entre t_1 e t_3 da figura 2.6, ou quando a detecção do sinal transmitido ocorrer durante um processo de sobreposição. Colisões incompletas, em determinadas situações, podem degradar consideravelmente o sistema [65, 66].

Colisões simétricas são aquelas onde durante o processo de sobreposição dos pulsos de canais diferentes eles sofrem variação de frequência e portanto de velocidade, porém, finalizada a sobreposição, cada pulso retoma a frequência que possuía anteriormente ao processo de colisão; ou seja, o deslocamento de frequência residual após a colisão é nulo, conforme podemos observar na figura 2.7. Nessa colisão, apesar da frequência após a colisão voltar a ser a mesma anterior à colisão, a posição do pulso em seu *bit slot* muda devido à variação de velocidade durante a colisão. Assim, se transmitíssemos somente *bits* 1 nos dois canais, o deslocamento do *bit* em seu *bit slot* seria sempre o mesmo e portanto não haveria *timing jitter* nesse tipo de colisão. No entanto, devido ao carácter aleatório de *bits* 0 e 1 transmitidos de cada canal, ora haverá colisão, ora não. Com isso, a colisão simétrica provoca *timing jitter* pois quando há colisão teremos deslocamento do pulso de sua posição inicial, quando não há, ele não desloca. Assim sendo, teremos um deslocamento resultante do pulso ao longo do tempo provocado pela colisão simétrica. Podemos concluir então que, mesmo as colisões simétricas provocam *timing jitter* [6].

Colisões assimétricas são aquelas que provocam um deslocamento residual da frequência do pulso, ou seja, após o término da colisão o pulso não retorna a frequência anterior à colisão. Como nessa situação a frequência do sóliton é alterada ao longo do seu percurso, a velocidade de propagação do mesmo também é alterada, deslocando o pulso ao longo do tempo em seu *bit slot* (*timing jitter*) em relação à sua posição inicial [6, 65, 66]. Portanto este tipo de colisão degrada consideravelmente o sistema de transmissão e reduz significativamente a relação sinal ruído do mesmo. Dois mecanismos físicos podem provocar este tipo de colisão, a variação de energia durante a colisão, e a colisão incompleta.

As colisões completas podem ser simétricas ou assimétricas, isso dependerá da variação de potência sentida durante a colisão. Em sistemas com amplificação discreta (EDFAs), as colisões são importantes devido à variação de potência óptica do pulso durante as mesmas. A variação de energia durante uma colisão destrói a simetria natural da colisão. Isso porque, conforme visto na equação 2.59, a variação de frequência ao longo da colisão depende de

$b(\xi)$. Como $b(\xi) = p(\xi)/d(\xi)$, então a variação de potência ao longo da colisão produzirá variação de $b(\xi)$, que por sua vez alterará o valor natural do deslocamento de frequência em cada ponto durante a colisão, fazendo com que o módulo do deslocamento de frequência da primeira metade da colisão seja diferente do da segunda metade da mesma, originando uma colisão assimétrica. Com isso, ao final da colisão restará um deslocamento residual de frequência que altera a frequência que o pulso possuía antes da colisão, e portanto sua velocidade. Assim sendo, quanto maior a variação de potência durante uma colisão maior será o deslocamento de frequência residual, o que implica em maior mudança na frequência do pulso e maior *timing jitter*. Mollenauer [63] observou que os efeitos provocados pela assimetria das colisões completas em sistemas de amplificação discretos (EDFAs) podem ser minimizados quando o comprimento de colisão for duas vezes maior que o de amplificação ($L_{col} > 2L_a$). Ele denominou esta região de "*região segura*" conforme pode ser visto na figura 3.1. Na prática, os deslocamentos de frequência provocados pelas colisões completas ou incompletas são significativos quando ao longo do percurso o acúmulo do *timing jitter* provocado por estes efeitos for capaz de deslocar um *bit* de seu *bit slot* para o próximo, aumentando a taxa de erro por *bit* BER, do sistema.

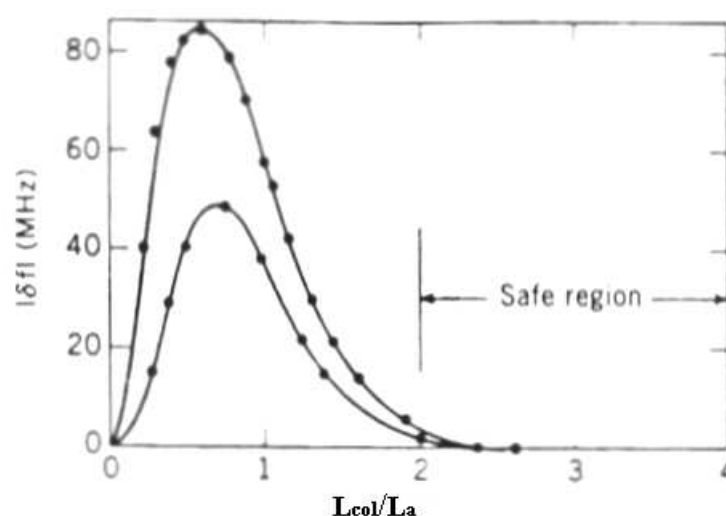


Figura 3.1: Deslocamento de frequência residual, δf , depois da colisão em sistema de amplificação discreta (EDFA) (Curva de menor amplitude $L_a = 20$ km e curva de maior amplitude $L_a = 40$ km). Ref. [63]

Podemos concluir então que para sistemas WDM solitônicos de dois canais, somadas as fontes de geração de *timing jitter* provenientes do próprio canal citadas no capítulo 2, teremos ainda a geração de *timing jitter* devido à colisões incompletas e colisões completas simétricas e assimétricas entre os canais.

3.1.1 Gerenciamento de Colisões

O gerenciamento de colisões, proposto pela primeira vez neste trabalho, é um conceito inovador que pode ser empregado visando melhorar o desempenho dos sistemas de transmissão WDM solitônicos, através da minimização dos efeitos causados pelas colisões completas e incompletas. Podemos diferenciar o gerenciamento de colisões em dois tipos:

- gerenciamento de colisões incompletas,
- gerenciamento de colisões completas.

Nos próximos capítulos nós sugerimos algumas técnicas de gerenciamento de colisões que podem ser empregadas nos sistemas WDM solitônicos. No capítulo 4 propomos uma técnica de gerenciamento de colisão incompleta que visa minimizar os efeitos causados pelas colisões parciais ou incompletas que podem ocorrer no início e no final da transmissão. O capítulo 5 é dedicado ao gerenciamento de colisões completas através da apresentação de duas técnicas que minimizam os efeitos provocados por essas colisões.

3.1.2 Equacionamento da Proposta

Como vimos anteriormente, devido à diferença da velocidade de grupo entre pulsos de canais diferentes, haverá uma periodicidade espacial das colisões ao longo da fibra. Em um sistema operando com dois canais solitônicos, o comprimento de fibra que os dois pulsos percorrem durante uma colisão é o **comprimento de colisão**, L_{col} , dado pela equação 2.56 [64], podemos definir o período em que ocorrem essas colisões, **período espacial de colisão**, T_{col} , como a distância entre duas colisões consecutivas:

$$T_{col} = \frac{\Delta V}{B} = \frac{T_0 / (|\beta_2| \Omega_{ch})}{B}, \quad (3.1)$$

onde ΔV é a velocidade relativa entre os pulsos, B é a taxa de transmissão de *bits* e Ω_{ch} é o espaçamento entre canais em frequência angular.

Considerando as equações 2.52, 2.53 e 2.54 podemos reescrever a equação 3.1 como:

$$T_{col} = \frac{1}{BD\Delta\lambda}, \quad (3.2)$$

onde D é o parâmetro de dispersão médio, $\Delta\lambda$ é o espaçamento entre canais [67, 68].

A técnica de gerenciamento de colisão incompleta proposta consiste em inserir um atraso temporal, τ_{del} , entre os pulsos de dois canais. Com isso teremos uma distância inicial separando esses pulsos que depende desse atraso. Essa distância definimos como **comprimento**

de atraso, L_{del} . Ela depende da velocidade relativa entre os pulsos, ΔV , e do atraso entre eles, τ_{del} . Podemos facilmente deduzir que o comprimento de atraso é dado por:

$$L_{\text{del}} = \Delta V \tau_{\text{del}}. \quad (3.3)$$

Considerando as equações 2.50, 2.52, 2.53 e 2.54 podemos reescrever a equação 3.3 como:

$$L_{\text{del}} = \frac{\tau_{\text{del}}}{D\Delta\lambda}, \quad (3.4)$$

onde τ_{del} é o tempo de atraso inicial entre os canais [67, 68].

Assim sendo, quando trafegam no sistema, dois pulsos sofrem colisão durante um comprimento de fibra L_{col} . Após um período de colisão, T_{col} , esses mesmos canais voltarão a colidir. Ao inserirmos um atraso temporal inicial, τ_{del} , adequado entre os pulsos dos dois canais, a primeira colisão incompleta será eliminada e a primeira colisão completa irá ocorrer numa distância dada por $T_{\text{col}} - L_{\text{del}}$ ou por L_{del} . O primeiro caso ocorrerá quando inserirmos um atraso inicial no pulso do canal de menor velocidade. Já o segundo caso ocorrerá quando este atraso for inserido no canal de maior velocidade. O diagrama que ilustra este fenômeno pode ser visto na figura 3.2. Na figura 3.2-*a* representamos o processo sem a inserção do atraso entre pulsos. Já na figura 3.2-*b* foi inserido um atraso inicial no canal de menor velocidade (para efeito ilustrativo representado pelo pulso de maior amplitude) em relação ao segundo canal. Enquanto na figura 3.2-*c* o atraso foi inserido no canal de maior velocidade (para efeito ilustrativo representado pelo pulso de menor amplitude). Nos casos estudados neste trabalho, ou seja, sistemas utilizando fibras DSF com comprimentos de onda que fornecem um valor de β_2 negativo, o canal de maior velocidade é o de menor comprimento de onda [69].

Podemos observar também através da figura 3.2 que a relação:

$$\frac{L_{\text{col}}}{2} < L_{\text{del}} < T_{\text{col}} - \frac{L_{\text{col}}}{2},$$

garante que a primeira colisão do sistema seja completa. Para tanto, através das equações 2.56, 3.2 e 3.4 podemos definir que o atraso inicial τ_{del} entre os pulsos dos diferentes canais é dado por [67, 68]:

$$T_{\text{FWHM}} < \tau_{\text{del}} < \frac{1}{B} - T_{\text{FWHM}}. \quad (3.5)$$

3.2 Simulações Computacionais

As simulações computacionais, cujos resultados serão apresentados nos capítulos 4, 5 e 6, foram efetuadas utilizando o software comercial LinkSim[®] [70] (uma breve visão desse

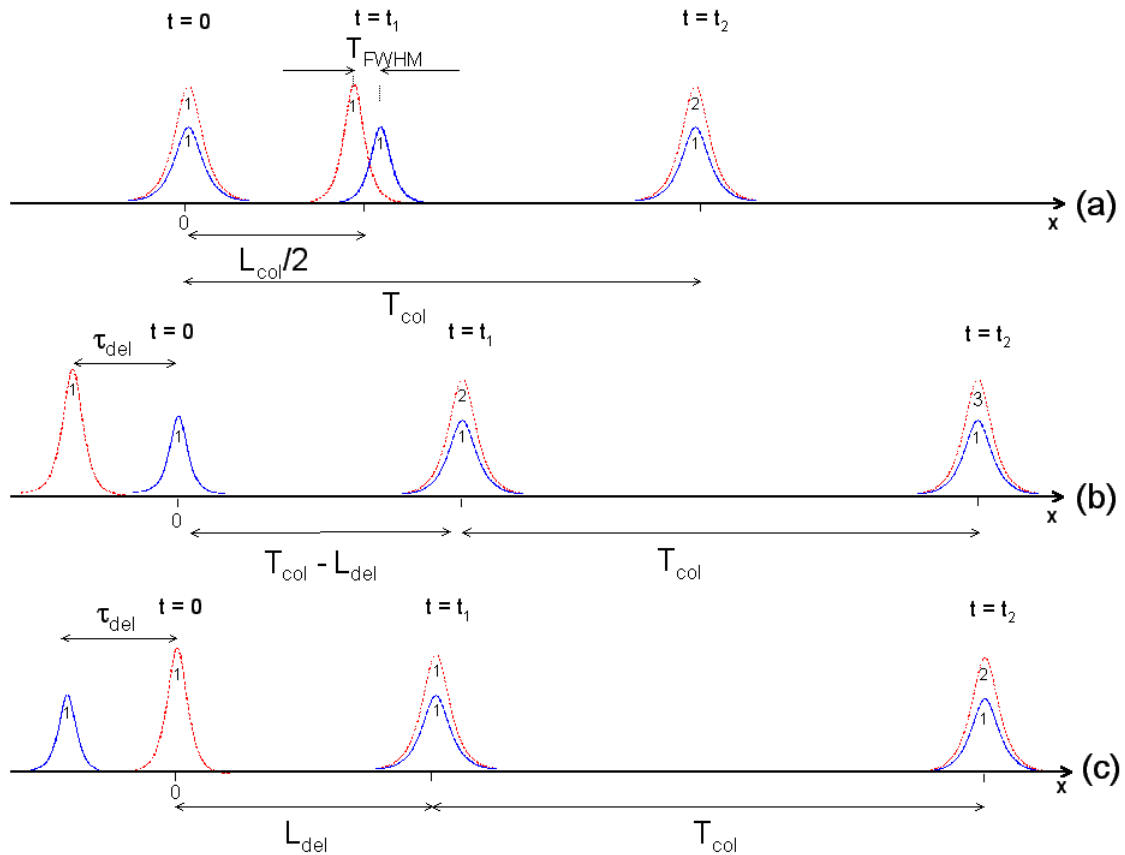


Figura 3.2: Esquema do processo de colisão. A figura a ilustra o processo de colisão entre dois canais sem a inserção de atraso inicial entre eles. As figuras b e c exemplificam o processo de colisão entre dois canais com a inserção de um atraso inicial em um dos dois canais. Na figura b o atraso foi inserido no canal de menor velocidade e na figura c no canal de maior velocidade.

software pode ser encontrada no anexo B), que utiliza o método de Split-Step Fourier para obter a solução da propagação do sóliton na fibra. A taxa de erro por *bit* (BER) é calculada a partir da abertura do olho usando o método de "Monte Carlo" [70] com um erro na ordem de $\pm 10^{-2}$.

3.2.1 Arquitetura

Para demonstrar as técnicas de gerenciamento de colisão completa e incompleta realizamos simulações em sistemas WDM solitônicos com 2 canais de 40 Gb/s, cujo diagrama esquemático está representado na figura 3.3. A proposta deste trabalho não prevê o uso de técnicas de gerenciamento de dispersão ou a implementação de filtros ao longo do enlace. A configuração e os parâmetros utilizados no sistema serão descritos a seguir, considerando cada elemento integrante:

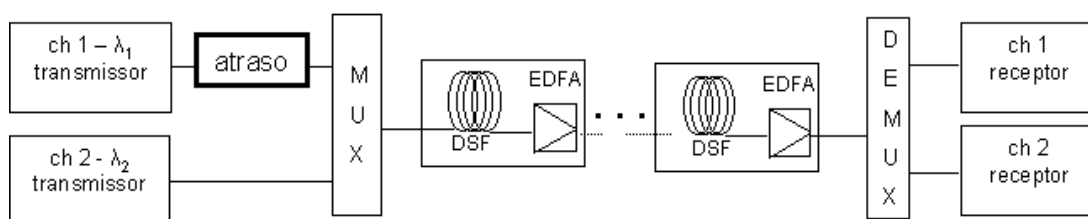


Figura 3.3: Diagrama esquemático do sistema WDM solitônico simulado.

a) Transmissores

Cada transmissor da figura 3.3 é formado por um gerador de seqüência binária pseudo-randômica, um gerador de sinal elétrico no formato de transmissão não retorno ao zero (NRZ), um modulador eletro-óptico ideal tipo Mach-Zehnder e um laser *mode-locked*. Na saída do transmissor o sinal óptico é de 40 Gb/s no formato retorno ao zero (RZ) de transmissão. As potências dos lasers, para cada par de canais, necessárias ao sistema para operação em regime solitônico serão fornecidas posteriormente no capítulo 6, onde trataremos esse assunto detalhadamente. A figura 3.4 ilustra a configuração de cada transmissor. Vale ressaltar que como o laser *mode-locked* gera pulsos no formato RZ, sem *chirp* [6], a saída do modulador terá esse formato RZ mesmo sendo alimentado com um sinal elétrico no formato NRZ.

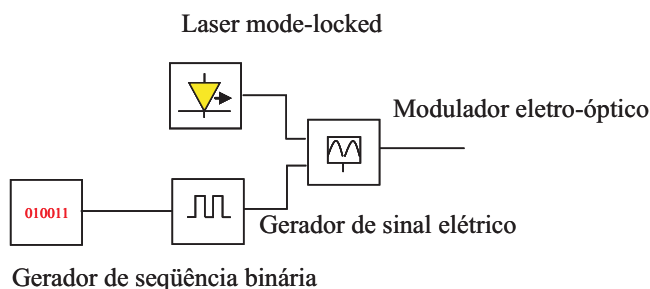


Figura 3.4: Esquema de configuração do transmissor.

b) Elemento de atraso

O atraso inicial entre os pulsos foi gerado por uma linha de atraso, representada no diagrama pelo bloco denominado "atraso". Na prática esse atraso pode ser implementado eletronicamente no transmissor. O elemento de atraso é utilizado quando a técnica de gerenciamento de colisão incompleta é empregada.

c) Esquema de amplificação

Utilizamos o sistema de amplificação discreta onde um comprimento constante de fibra óptica, L_a , separa os amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFAs). Os parâmetros desses amplificadores foram especificados na tabela 3.1. Os espectros de ganho e figura de ruído são planos, com centro entre os dois comprimentos de onda, e com largura de banda de 30 nm. Visando eliminar variáveis secundárias ao problema em estudo que pudessem mascarar os resultados, não foram considerados efeitos de saturação de ganho. Além disso, em casos reais, para as situações em estudo, é perfeitamente possível o emprego de amplificadores que operem abaixo do limite de saturação.

d) Fibra óptica

Nas simulações utilizamos fibra óptica de dispersão deslocada (DSF) cujos parâmetros foram especificados na tabela 3.1. Consideramos os efeitos de auto modulação de fase (SPM), modulação de fase cruzada (XPM), mistura de quatro ondas (FWM) e espalhamento Raman, conforme mostrado na referida tabela. O comprimento total do enlace é variado em múltiplos de L_a .

e) Multiplexador e demultiplexador

O multiplexador (Mux) consiste de um combinador óptico de sinais, sem perda de inserção, enquanto que o demultiplexador (Demux) óptico utilizado possui filtro tipo Gaussiano com a largura de banda à 3 dB de 0,6 nm.

f) Receptores

Cada receptor óptico, representado na figura 3.5, consiste de fotodetector tipo PIN, amplificador elétrico e filtro passa banda de 40 GHz de largura a 3 dB. Nós utilizamos o método de "Monte Carlo" para o tratamento do ruído [70].

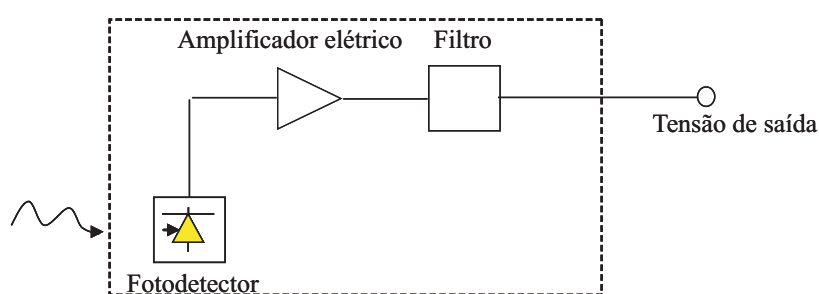


Figura 3.5: Esquema de configuração do receptor.

As tabelas 3.1, 3.2 e 3.3 mostram os parâmetros típicos usados nas simulações.

3.2.2 Parâmetros Considerados

As simulações foram realizadas com dois canais solitônicos, cuja intensidade óptica dos pulsos de entrada possui o formato de secante hiperbólica ao quadrado ($sech^2$) e as potências de entrada para operação em regime solitônico foram otimizadas conforme mostraremos no capítulo 6. Durante as simulações os parâmetros listados na tabela 3.1 foram mantidos constantes. Utilizamos os canais descritos na tabela 3.2 com seus respectivos valores de dispersão. Cada canal trafegando no sistema isoladamente possui uma taxa máxima de transmissão, $B_{m\acute{a}x}$, que permite ao sistema operar no regime sóliton-médio; esse valor bem como o limite de Gordon Hauss (para $L_a = 50$ km), conforme equação 2.48, e o limite dado pela interação entre pulsos adjacentes de um mesmo canal, conforme equação 2.49, para cada canal operando isoladamente, também foram descritos nessa tabela. Como podemos observar através da tabela 3.2, configurações que utilizem comprimento de onda maiores ou iguais a 1554 nm não estarão operando no regime sóliton-médio, pois a taxa de transmissão máxima é inferior a taxa de 40 Gb/s utilizada em nossas simulações. Como em nossas simulações procuramos trabalhar no regime sóliton-médio não utilizamos canais com comprimentos de onda maiores que 1554 nm. A tabela 3.3 mostra cada par de canais e seus respectivos parâmetros utilizados em nossa análise. Utilizamos as equações 2.56, 3.2 e 3.4 para o cálculo dos valores de comprimento de colisão, período de colisão e comprimento de atraso, respectivamente.

Tabela 3.1: Parâmetros fixos das simulações

Simbologia	Parâmetro	Valor	Unidade
S	Declividade de dispersão	0,075	$ps/km \cdot nm^2$
λ_0	Comprimento de onda do zero de dispersão	1550	nm
n_2	Índice de refração não linear	$2,8 \times 10^{-20}$	m^2/W
α	Coefficiente de atenuação da fibra	0,2	dB/km
Φ	Diâmetro da fibra	8,2	μm
G_r	Ganho Raman	$0,98 \times 10^{-13}$	m/W
NF	Figura de ruído do amplificador	4	dB
D_{PMD}	Dispersão do modo de polarização	0,1	ps/\sqrt{km}
BW	Largura de banda do filtro no Demux	0,6	nm
B	Taxa de transmissão	40	Gb/s
q_0	Metade da razão entre o <i>bit slot</i> e a largura do sóliton	3	adimensional
T_{FWHM}	Largura do pulso a meia altura	7,34	ps
A_{eff}	Área efetiva	$51,53 \times 10^{-12}$	m^2

Tabela 3.2: Canais simulados.

Canal _x , λ_x (nm)	Parâmetro de dispersão, D_x (ps/km·nm)	Comprimento de dispersão, L_D (km)	Limite de Gordon Haus para $L_a =$ $50km,$ L_{t2} (Mm)	Limite interação entre pulsos, L_{t1} (Mm)	Taxa máxima, $B_{máx}$ (Gb/s)	Potência de entrada do sóliton para $L_a =$ $50km,$ P (dBm)
1550,3	0,0225	605,1	6,631	19,090	139,2	2,8
1550,5	0,0375	363,0	5,593	11,450	107,8	5,1
1550,7	0,0525	259,2	5,000	8,179	91,1	6,5
1551,0	0,0749	181,4	4,439	5,724	76,2	8,1
1551,2	0,0899	151,2	4,178	4,770	98,4	8,9
1551,4	0,1049	129,6	3,968	4,088	64,4	9,5
1551,5	0,1123	120,9	3,878	3,815	62,2	9,8
1551,6	0,1198	113,4	3,796	3,577	60,2	10,1
1551,7	0,1273	106,7	3,720	3,366	58,4	10,4
1551,8	0,1348	100,8	3,650	3,179	56,8	10,6
1551,9	0,1422	95,5	3,585	3,012	55,3	10,9
1552,0	0,1497	90,7	3,524	2,861	53,9	11,1
1552,1	0,1572	86,4	3,467	2,725	52,6	11,3
1552,2	0,1646	82,4	3,414	2,601	51,4	11,5
1552,5	0,1870	72,5	3,271	2,289	48,2	12,0
1553,0	0,2243	60,4	3,079	1,907	44,0	12,9
1553,5	0,2616	51,8	2,625	1,634	40,7	13,5
1554,0	0,2988	45,3	2,797	1,430	38,0	14,1

Tabela 3.3: Parâmetros variados nas simulações

Simulação	Canal ₁ (nm)	Canal ₂ (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	Δf (GHz)	D_{medio} (ps/km.nm)	L_a (km)	G_a (dB)	L_{col} (km)	T_{col} (km)	L_{del} (km)	τ_{del} (ps)
1	1550,3	1551,0	0,7	87,3	0,049	50	10	430,8	733,2	439,9	15
2	1550,3	1551,2	0,9	112,2	0,056	50	10	290,5	494,3	296,6	15
3	1550,3	1551,4	1,1	137,2	0,064	25	5	209,7	356,9	214,2	15
4	1550,3	1551,4	1,1	137,2	0,064	50	10	209,7	356,9	214,2	15
5	1550,3	1551,5	1,2	149,7	0,067	50	10	181,6	309,0	185,4	15
6	1550,3	1551,6	1,3	162,1	0,071	50	10	158,8	270,3	162,2	15
7	1550,3	1551,7	1,4	174,6	0,075	50	10	140,1	238,4	143,0	15
8	1550,3	1551,8	1,5	187,1	0,079	50	10	124,6	212,0	127,2	15
9	1550,3	1551,9	1,6	199,5	0,082	50	10	111,5	189,7	113,8	15
10	1550,3	1552,0	1,7	212,0	0,086	50	10	100,4	170,8	41,0	6
11	1550,5	1551,2	0,7	87,3	0,064	25	5	329,5	560,8	336,5	15
12	1550,5	1551,2	0,7	87,3	0,064	50	10	329,5	560,8	336,5	15
13	1550,5	1551,2	0,7	87,3	0,064	60	12	329,5	560,8	336,5	15
14	1550,5	1551,2	0,7	87,3	0,064	90	18	329,5	560,8	336,5	15
15	1550,5	1551,2	0,7	87,3	0,064	100	20	329,5	560,8	336,5	15
16	1550,5	1551,2	0,7	87,3	0,064	150	30	329,5	560,8	336,5	15
17	1550,5	1551,2	0,7	87,3	0,064	160	32	329,5	560,8	336,5	15
18	1550,5	1551,2	0,7	87,3	0,064	180	36	329,5	560,8	336,5	15
19	1550,5	1551,4	0,9	112,2	0,071	25	5	229,3	390,3	234,2	15
20	1550,5	1551,4	0,9	112,2	0,071	50	10	229,3	390,3	234,2	15
21	1550,5	1551,5	1,0	124,7	0,075	50	10	196,1	333,7	200,2	15
22	1550,5	1551,6	1,1	137,2	0,079	25	5	169,8	289,0	173,4	15
23	1550,5	1551,6	1,1	137,2	0,079	50	10	169,8	289,0	173,4	15
24	1550,5	1551,7	1,2	149,6	0,082	50	10	148,6	252,9	151,7	15
25	1550,5	1551,8	1,3	162,1	0,086	50	10	131,2	223,3	134,0	15
26	1550,5	1552,0	1,5	187,1	0,094	50	10	104,6	178,1	106,8	15
27	1550,5	1552,1	1,6	199,5	0,097	50	10	94,3	160,5	64,2	10
28	1550,5	1552,2	1,7	212,0	0,101	50	10	85,5	145,5	29,1	5
29	1550,5	1552,5	2,0	249,4	0,112	50	10	65,4	111,3	66,8	15
30	1550,5	1553,0	2,5	311,8	0,131	50	10	44,9	76,4	18,3	6
31	1550,5	1553,5	3,0	374,1	0,150	50	10	32,7	55,7	26,7	12
32	1550,5	1554,0	3,5	436,5	0,168	50	10	25,0	42,8	6,8	4
33	1550,7	1551,4	0,7	87,3	0,079	50	10	266,8	454,0	272,4	15
34	1550,7	1551,6	0,9	112,2	0,086	50	10	189,5	322,5	193,5	15
35	1550,7	1551,8	1,1	137,2	0,094	50	10	142,7	242,8	145,7	15
36	1550,7	1551,9	1,2	149,7	0,097	50	10	125,7	214,0	128,4	15
37	1550,7	1552,1	1,4	174,5	0,105	50	10	100,1	170,4	102,2	15
38	1550,7	1552,2	1,5	187,1	0,109	50	10	90,2	153,5	49,1	8
39	1551,2	1551,9	0,7	87,3	0,116	50	10	180,8	307,7	184,6	15

3.2.3 Procedimentos de Projeto

Propomos a otimização de sistemas WDM solitônico de dois canais, utilizando o gerenciamento de colisão, através do procedimento a seguir:

1º passo Cálculo dos parâmetros: potência de entrada na fibra óptica, P_{in} (equação 2.47); limite de Gordon Hauss (equação 2.49); limite para interação entre pulsos (equação 2.48); taxa de transmissão máxima para o regime sóliton-médio, B_{max} (equação 2.44); comprimento de colisão, L_{col} (equação 2.56); período de colisão, T_{col} (equação 3.2) e comprimento de atraso, L_{del} (equação 3.4).

Através dos quatro primeiros parâmetros, calculados para o canal trafegando isoladamente no sistema, podemos obter alguns dados que fornecem os limites possíveis para o sistema WDM solitônico operar. Com o valor de P_{in} podemos iniciar a otimização das potências por canal a serem empregadas no sistema, conforme veremos no capítulo 6. O alcance do sistema WDM solitônico é sempre menor que o limite de Gordon Hauss e da interação entre pulsos. Para mantermos o sistema operando no regime sóliton-médio a condição $B < B_{max}$ deve ser satisfeita.

Os três últimos parâmetros, L_{col} , T_{col} e L_{del} referem-se ao sistema WDM solitônico e são necessários para a implementação do gerenciamento de colisão.

2º passo: Otimizar as potências de entrada de tal forma a conseguir para cada canal uma $BER \leq 10^{-12}$.

(Procedimento descrito no capítulo 6)

3º passo: Determinar o alcance máximo do sistema de dois canais sem a técnica de gerenciamento de colisão incompleta. O alcance do sistema WDM solitônico é menor que o alcance do sistema solitônico com o canal de maior comprimento de onda (maior parâmetro de dispersão) operando isoladamente.

(Procedimento descrito no capítulo 6)

4º passo: Inserir o atraso entre os dois canais. Nas simulações realizadas o atraso inicial foi inserido no canal 1.

1º caso: $L_{col} > 2L_a$

Determinar o valor do atraso observando a relação 3.5.

2º caso: $L_{col} < 2L_a$

Determinar o valor ideal do atraso, variando o mesmo de 0 a $\frac{1}{B}$ para verificar qual valor de atraso produz o melhor alcance para $BER \leq 10^{-12}$.

5º passo: Re-otimizar as potências de entrada para cada canal de tal forma a conseguir, para cada um, uma $BER \leq 10^{-12}$.

(As potências ideais variam com a inserção do atraso conforme veremos no capítulo 6).

6º passo: Determinar o alcance máximo do sistema de dois canais após a inserção do atraso, observando o local da fibra em que ocorre a colisão inicial e final.

Os passos 4, 5 e 6 são aplicáveis para os casos onde a técnica de gerenciamento de colisão incompleta é empregada.

3.3 Sistemas Solitônicos Isolados

Visando comprovar que estamos trabalhando em condições que configuram um sistema solitônico, simulamos os canais de 40 Gb/s isoladamente, submetidos às mesmas condições físicas utilizadas no sistema WDM solitônico de dois canais. Para tanto, utilizamos o espaçamento entre amplificadores $L_a = 50 \text{ km}$ e os demais parâmetros listados nas tabelas 3.1 e 3.2. As potências de entrada, otimizadas e calculadas, para cada canal podem ser obtidas na figura 3.6. Comparando as duas curvas mostradas na referida figura podemos verificar que, à medida que aumentamos o valor da dispersão o sistema tende a sair do regime sóliton-médio e portanto o valor da potência otimizada se afasta do valor calculado através da equação 2.47. Podemos observar através da figura 3.7 que o alcance de cada sistema solitônico, para uma BER em torno de 10^{-12} , é menor que o menor dos limites de interação entre canais ou de Gordon Haus, calculados através das equações 2.48 e 2.49, respectivamente. Os valores aproximam-se satisfatoriamente dos limites de Gordon Haus para comprimentos de onda próximos do comprimento de onda do zero de dispersão. À medida que a dispersão aumenta o efeito da interação entre canais passa a ser significativo e o alcance do sistema passa a ser limitado pelos dois efeitos: Ruído dos amplificadores (Gordon-Hauss) e interação entre canais. Outros fatores, como PMD, também estão presentes limitando o alcance do sistema. Portanto, podemos concluir que cada canal isolado está operando em regime solitônico nas simulações efetuadas nesse trabalho.

Este capítulo foi dedicado a fundamentar o conceito proposto de Gerenciamento de Colisões. Apresentamos os fundamentos teóricos da proposta e as equações que viabilizam a aplicação desse conceito. Todos os resultados apresentados nos próximos capítulos (4, 5, 6 e 7) foram obtidos através de simulações utilizando o esquema, procedimento, dados e parâmetros apresentados nesse capítulo.

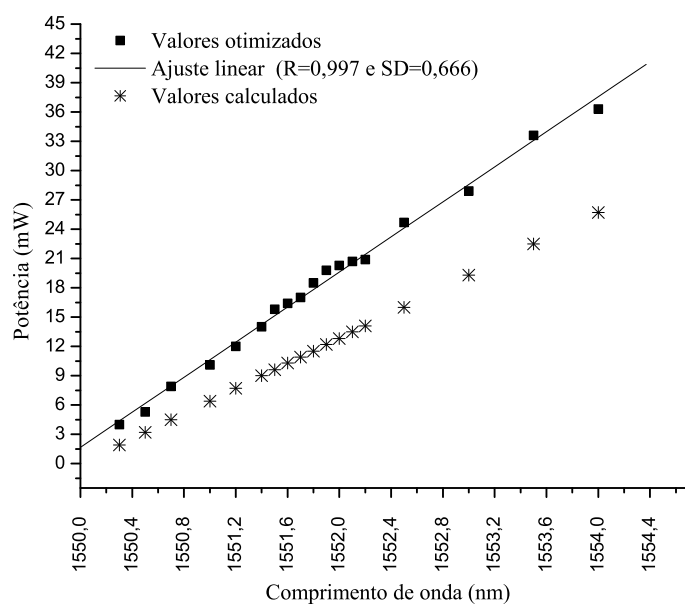


Figura 3.6: Comparação entre a potência calculada e otimizada, em função do comprimento de onda do canal solitônico de 40 Gb/s propagando no sistema isoladamente, para $L_a = 50\text{km}$ e demais parâmetros listados nas tabelas 3.1 e 3.2

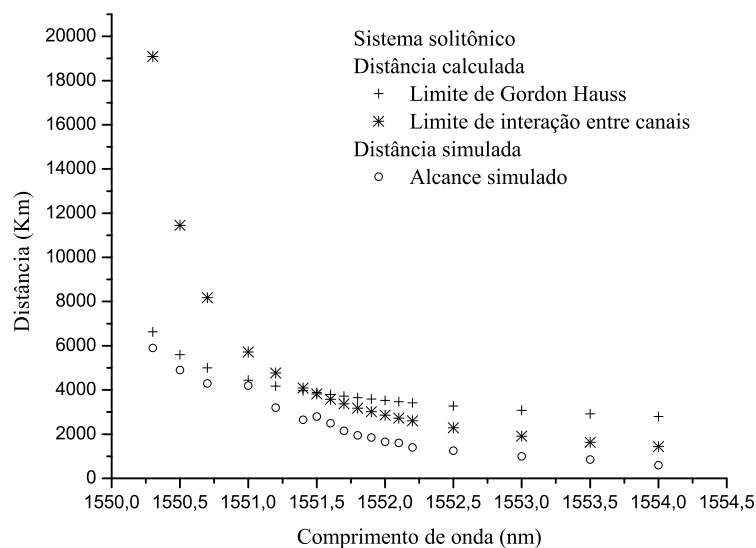


Figura 3.7: Distância percorrida (alcance para uma BER em torno de 10^{-12}) em função do comprimento de onda do canal solitônico de 40 Gb/s propagando no sistema isoladamente, onde $L_a = 50\text{km}$ e demais parâmetros podem ser observados nas tabelas 3.1 e 3.2

4 GERENCIAMENTO DE COLISÕES INCOMPLETAS

4.1 Técnica de Atraso Inicial entre Canais Diferentes

A técnica de gerenciamento de colisão incompleta por nós sugerida consiste em eliminar a colisão incompleta inicial, e em alguns casos a final, que como vimos no capítulo 3, é uma das fontes de *timing jitter* em sistemas WDM solitônicos. Propomos para isso a inserção de um atraso inicial adequado entre pulsos de canais diferentes visando eliminar essas colisões. Esse atraso pode ser implementado através da inserção de um dispositivo eletrônico no transmissor de um dos dois canais. A técnica de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes é uma alternativa para o gerenciamento de colisão incompleta [67, 68].

Como vimos na seção 3.1, quanto maior a assimetria da colisão maior é o deslocamento de frequência residual e portanto mais intenso é o *timing jitter*. Os efeitos prejudiciais provocados pela colisão completa assimétrica, devido à XPM, são minimizados em sistemas onde $L_{col} > 2L_a$. Nessa situação, a colisão incompleta inicial produz efeitos significativos e a sua eliminação, através da técnica por nós proposta, resulta em um melhor desempenho para o sistema.

Por outro lado, a energia transferida dos pulsos dos canais para as novas ondas geradas através do processo de FWM contribui para a variação de energia durante a colisão e, portanto, reforça a assimetria da mesma. Considerando um sistema de transmissão com uma determinada largura de pulso inicial, quanto maior for L_{col} em relação a L_a menor é o espaçamento entre canais ou a dispersão média entre eles. Esta situação favorece o processo de FWM [32] e portanto a assimetria do processo de colisão. Eliminando a colisão incompleta inicial a primeira colisão passa a acontecer mais adiante na fibra. Considerando que quanto maior a potência dos canais em colisão maior a potência da onda gerada pelo pro-

cesso de FWM [71], se a primeira colisão ocorrer após o início da transmissão de cada canal, a potência de cada canal já estará atenuada e portanto numa situação favorável à geração de ondas menos intensas [71] e conseqüentemente os efeitos degradativos provocados pelo FWM serão menores. Além disso, como vimos na secção 2.3.3.2 em sistemas reais, com amplificação discreta e sem gerenciamento de dispersão, após as colisões entre canais existe uma energia residual de FWM que apesar de pequena, considerando sucessivas colisões pode gerar grande dano para o sistema, e quanto maior a intensidade delas maior o prejuízo.

A eficiência dessa técnica de gerenciamento de colisão incompleta depende da inserção de um atraso adequado entre pulsos de canais diferentes, conforme proposto na equação 3.5, visando eliminar a colisão incompleta inicial que ocorre sempre que dois pulsos são inseridos no sistema em um mesmo instante de tempo. Esta colisão é extremamente crítica e mostramos através das simulações que sua eliminação, na condição de $L_{col} > 2L_a$, juntamente com a otimização adequada do sistema, melhora a eficiência do mesmo, resultando, por exemplo, na possibilidade de atingir maiores distâncias. Enquanto que, na condição em que $L_{col} < 2L_a$, para a taxa em estudo ($B = 40 \text{ Gb/s}$), o espaçamento entre canais e a dispersão média são suficientes para desconsiderarmos os efeitos causados pelo FWM [68]. Além disso, estamos fora da "região segura" definida por Mollenauer [63]. Nesse caso, as colisões completas são assimétricas e a eliminação da colisão incompleta não tem um efeito significativo [67].

4.2 Análise de Resultados

Os parâmetros das simulações foram relacionados nas tabelas 3.1, 3.2 e 3.3 e o diagrama esquemático na figura 3.3. Em todas as simulações o atraso inicial entre os canais, τ_{del} , quando presente, foi inserido no primeiro canal, ou seja, no canal que possui menor comprimento de onda. Assim, para o caso estudado, onde o sistema utiliza fibras DSF operando na região de β_2 negativo, a primeira colisão completa ocorre na distância dada por L_{del} . Nos casos onde $L_{col} > 2L_a$, foi inserido um atraso de 15 ps no canal 1, em conformidade com a equação 3.5. Para $L_{col} < 2L_a$ o melhor atraso a ser inserido não se enquadra na relação da equação 3.5 pois, nesse caso, eliminar a colisão incompleta inicial não é a condição mais favorável para o sistema. Nessa última condição, o atraso deve ser adequadamente selecionado de maneira a permitir o máximo alcance possível para o sistema. Essa seleção é realizada através de tentativas variando o atraso de 0 a $1/B$.

Para todos os resultados que serão apresentados nesse e nos próximos capítulos foram realizadas simulações com diferentes valores de espaçamento entre canais, $\Delta\lambda$, dispersão

média, D_{medio} , e espaçamento entre amplificadores, L_a . As variações do espaçamento entre canais e dispersão média viabilizou a observação do comportamento do sistema frente às variações do comprimento de colisão. Essas variações, juntamente com as efetuadas no espaçamento entre amplificadores, levou-nos a analisar a relação existente entre L_{col}/L_a e o ganho em alcance do sistema. Através dessas observações foi possível avaliar a situação em que a colisão incompleta inicial oferece grande prejuízo ao sistema. Para tanto, em cada caso, apenas um dos parâmetros foram alterados e os demais foram mantidos constantes, conforme pode ser visto na tabela 3.3. Salientamos ainda que, em cada caso as potências utilizadas foram otimizadas para o alcance máximo do sistema, de tal forma que os dois canais apresentassem valores de BER próximos a 10^{-12} , conforme descrito na secção 3.2.3. Os valores de pico das potências de entrada utilizados serão fornecidos no capítulo 6.

4.2.1 O Efeito das Colisões Sobre a BER do Sistema

As Figuras 4.2 a 4.6 reproduzem os resultados de algumas simulações realizadas e permitem uma análise da BER em função da distância de transmissão para um sistema com dois canais WDM solitônicos de 40 Gb/s cada. Através dessas figuras podemos observar o efeito da colisão entre pulsos de canais diferentes sobre a BER do sistema, bem como o ganho obtido no desempenho do mesmo com a utilização da técnica de atraso entre pulsos de canais diferentes. Os gráficos apresentam o resultado de simulações onde alguns parâmetros foram variados, visando permitir maior entendimento do processo.

Podemos observar, através das Figuras 4.2 a 4.6, que com o aumento da distância de transmissão do sistema o valor da BER tende a aumentar, até que o sinal transmitido degrade totalmente. Em todas as situações onde $L_{\text{col}} > 2L_a$ ocorre um aumento no alcance do sinal no sistema com a inserção do atraso inicial entre os pulsos de canais diferentes. No entanto, este ganho em alcance é menor à medida que nos aproximamos da condição $L_{\text{col}} \leq 2L_a$. O comprimento de colisão, período de colisão e comprimento de atraso correspondente a cada figura podem ser observados na tabela 3.3.

Evidenciamos ainda, através dessas mesmas figuras, a relevância da análise do efeito da última colisão, na recepção do sinal. Existem situações em que o projeto do sistema WDM solitônico deve ser otimizado para que a colisão entre pulsos de canais diferentes no final do enlace óptico seja completa. Podemos observar isso, por exemplo, através do canal 2 da Fig. 4.3, onde, com a inserção do atraso, o início da segunda colisão ocorrerá a aproximadamente 730 km, degradando acentuadamente o sinal. Após a metade dessa colisão, à aproximadamente 897 km, teremos um valor de BER inaceitável ($> 10^{-12}$). No entanto, à 1150 km teremos um valor de BER aceitável, em torno de 10^{-12} . Isso porque, após a pri-

meira metade da colisão os efeitos da colisão assimétrica, no final do enlace, começam a ser compensados na segunda metade da colisão, fazendo com que o sinal experimente uma melhora gradual até o final da colisão, que no caso, ocorre à aproximadamente 1060 km. Após finalizada essa colisão, o sinal se degrada e seu alcance máximo será a aproximadamente 1150 km.

Todas as simulações mostram que na primeira metade da colisão o sistema sofre um aumento gradual da BER e na segunda metade da colisão há uma melhora gradual do sinal, diminuindo a taxa de erro por *bit*. Tal comportamento só pôde ser observado no canal de menor potência, pois é o mais sensível aos efeitos da XPM e da FWM.

Em todos os gráficos desta secção foram fornecidos os diagramas de olho [49] de cada canal em seu alcance máximo com BER em torno de 10^{-12} , sem e com a inserção do atraso. Eles mostram que o sistema é afetado pelo *timing jitter* e por um pequeno *cross talk* no caso em que o espaçamento entre canais utilizado é pequeno. Verificamos ainda que, em alguns casos, mesmo com o resultado da BER em torno de 10^{-12} , o que significa um olho com uma boa abertura, o *timing jitter* é intenso prejudicando bastante o sistema. Nesses casos a inserção do atraso inicial atenua o problema.

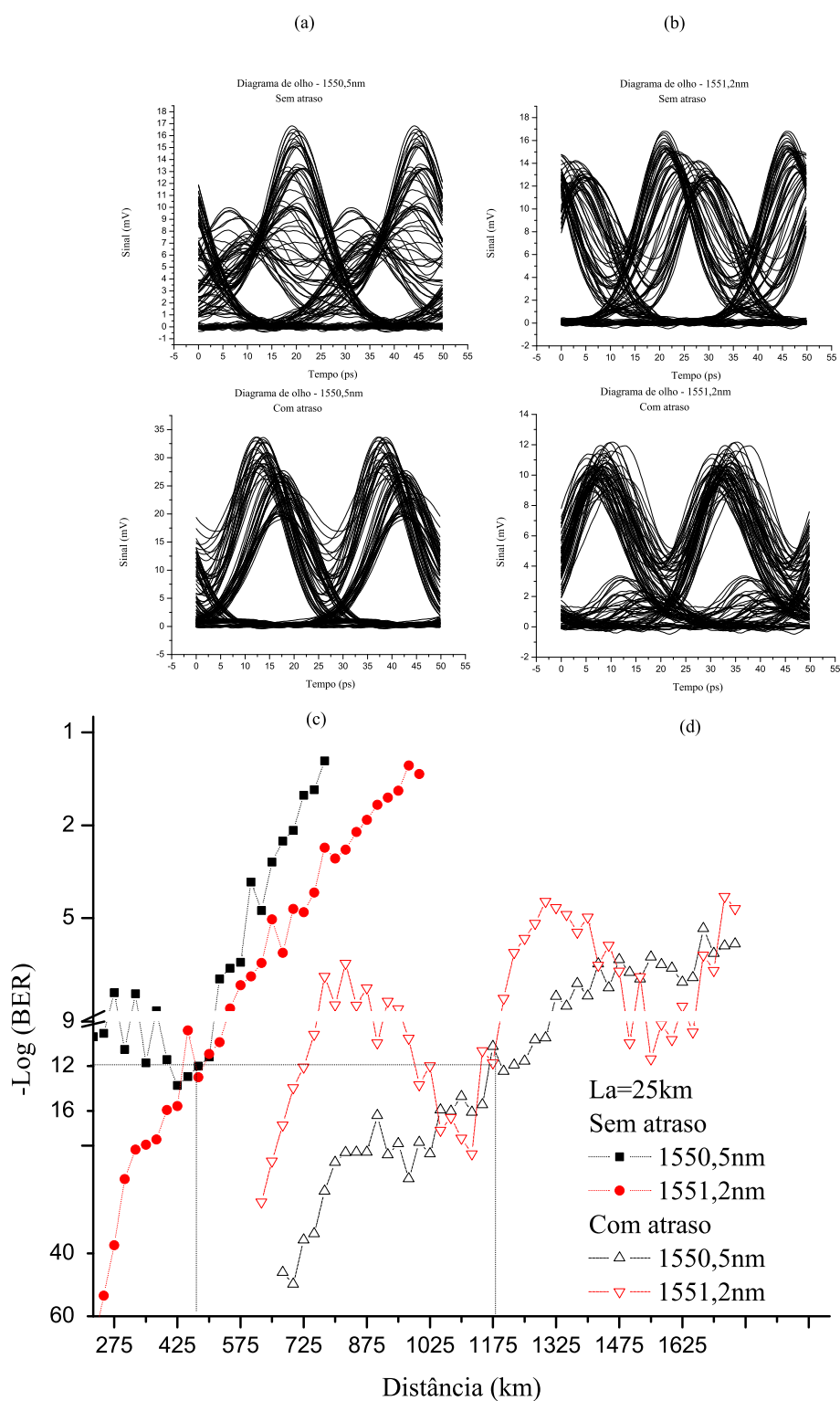


Figura 4.1: Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão para dois canais WDM solitônicos, $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$ e $ch2 = 1551,2 \text{ nm}$; $\tau_{\text{del}} = 15 \text{ ps}$; $\Delta\lambda = 0,7 \text{ nm}$ e $L_a = 25 \text{ km}$. Simulação número 11 da tabela 3.3. Os diagramas de olho (a) e (b) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, sem a inserção do atraso. Os diagramas de olho (c) e (d) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, com a inserção do atraso inicial de 15 ps no primeiro canal.

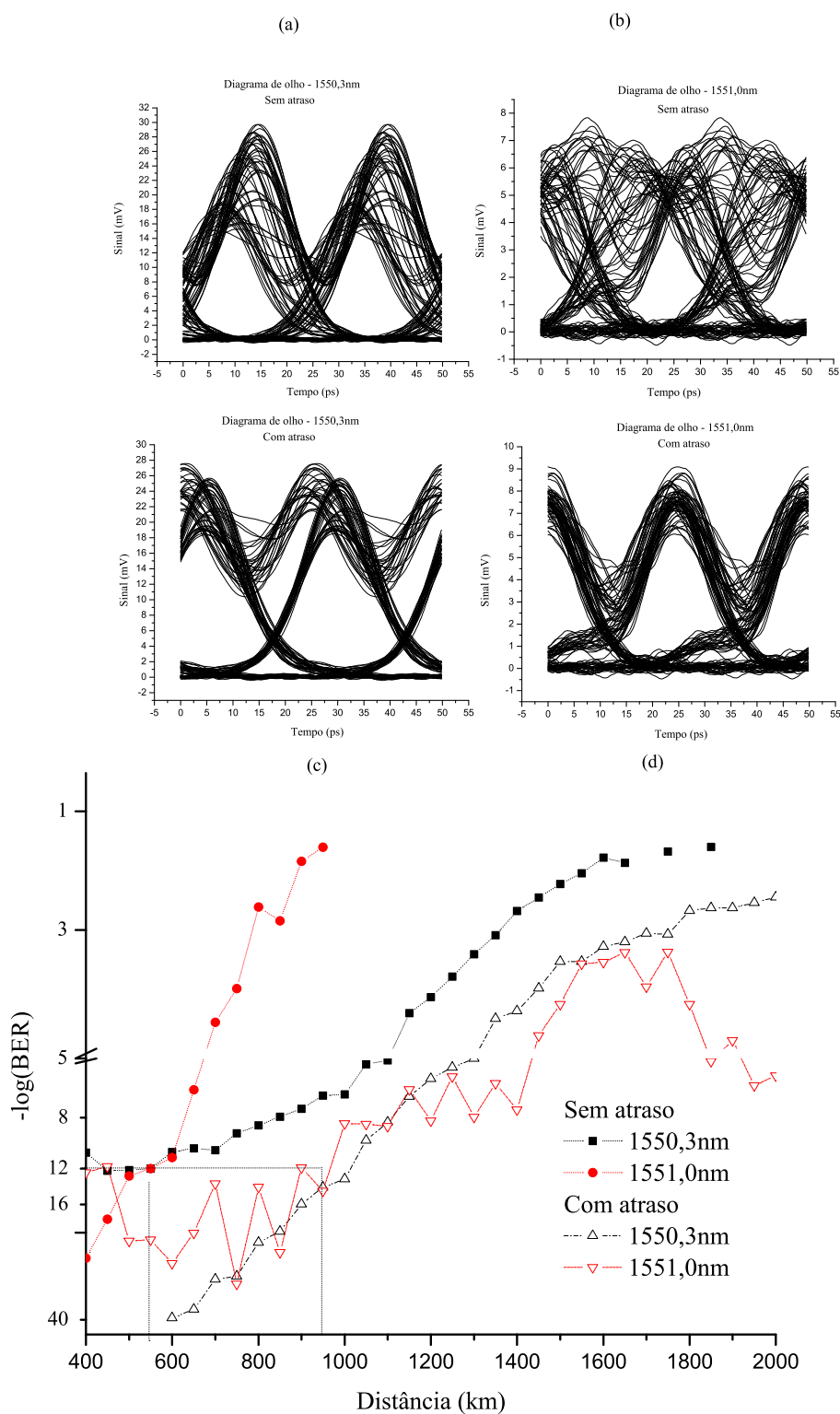


Figura 4.2: Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão para dois canais WDM solitônicos, $ch1 = 1550,3\text{ nm}$ e $ch2 = 1551,0\text{ nm}$; $\tau_{\text{del}} = 15\text{ ps}$; $\Delta\lambda = 0,7\text{ nm}$ e $L_a = 50\text{ km}$. Simulação número 1 da tabela 3.3. Os diagramas de olho (a) e (b) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, sem a inserção do atraso. Os diagramas de olho (c) e (d) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, com a inserção do atraso inicial de 15 ps no primeiro canal.

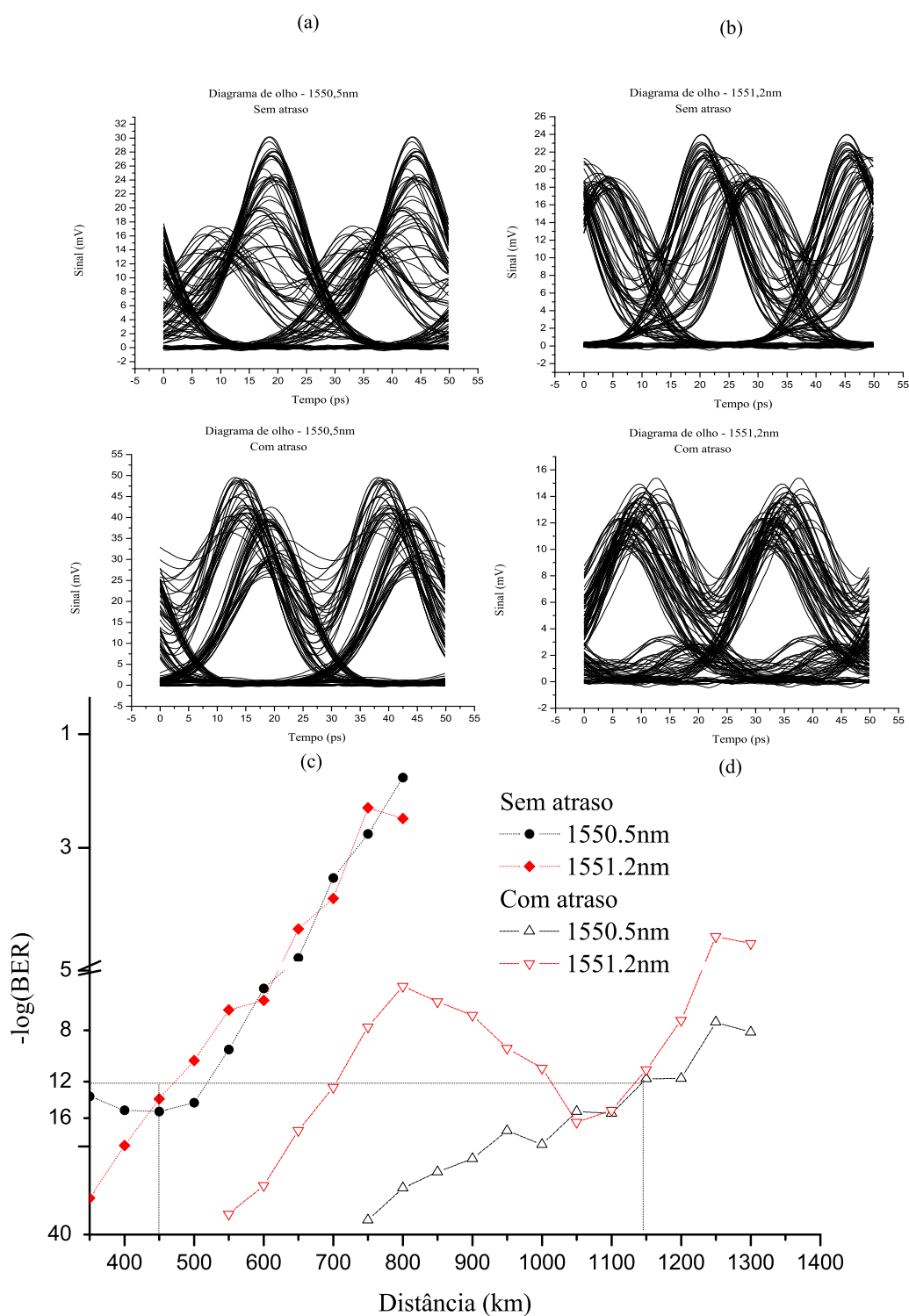


Figura 4.3: Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão para dois canais WDM solitônicos, $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$ e $ch2 = 1551,2 \text{ nm}$; $\tau_{del} = 15 \text{ ps}$; $\Delta\lambda = 0,7 \text{ nm}$ e $L_a = 50 \text{ km}$. Simulação número 12 da tabela 3.3. Os diagramas de olho (a) e (b) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, sem a inserção do atraso. Os diagramas de olho (c) e (d) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, com a inserção do atraso inicial de 15 ps no primeiro canal.

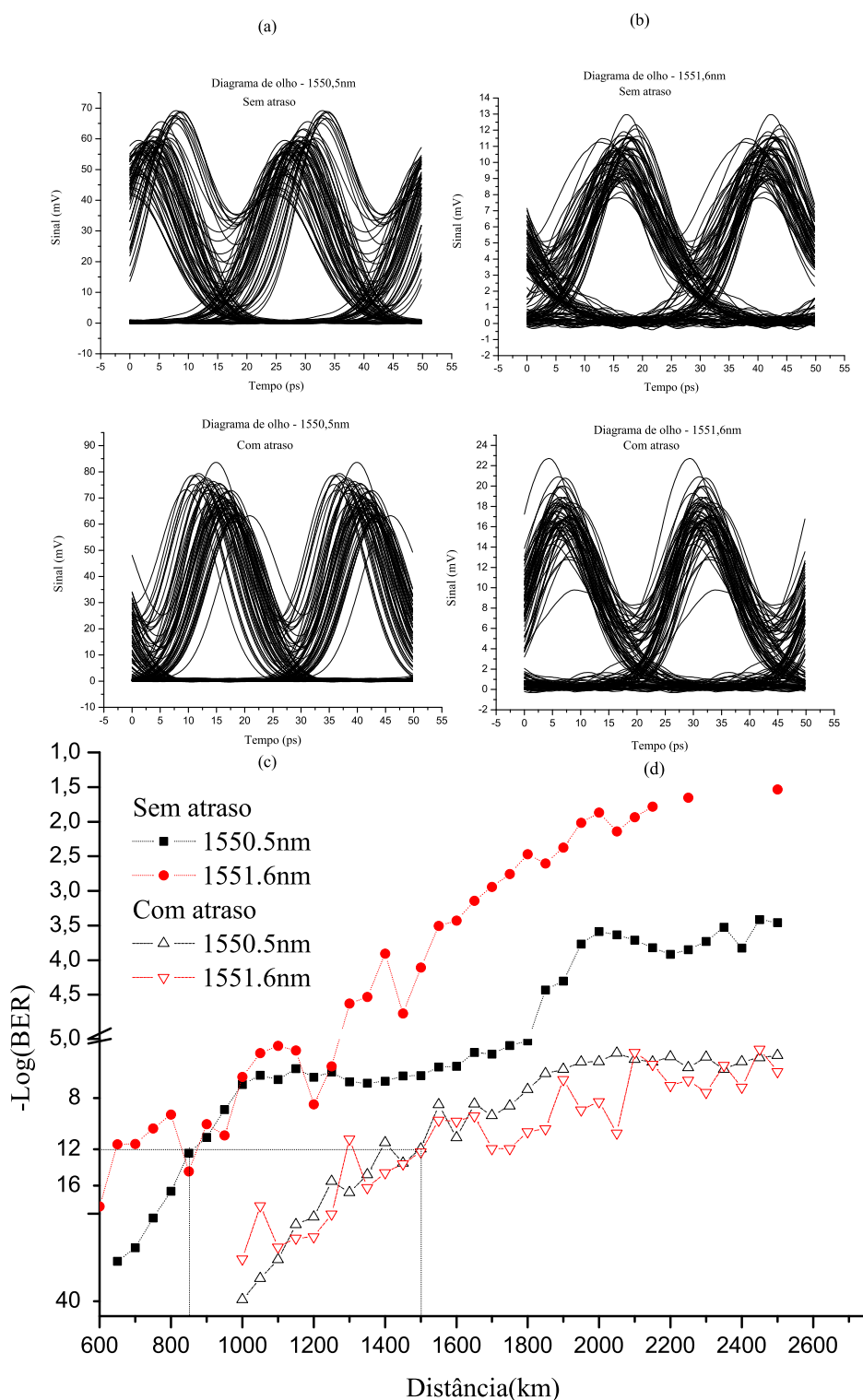


Figura 4.4: Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão para dois canais WDM solitônicos, $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$ e $ch2 = 1551,6 \text{ nm}$; $\tau_{\text{del}} = 15 \text{ ps}$; $\Delta\lambda = 1,10 \text{ nm}$ e $L_a = 50 \text{ km}$. Simulação número 23 da tabela 3.3. Os diagramas de olho (a) e (b) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, sem a inserção do atraso. Os diagramas de olho (c) e (d) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, com a inserção do atraso inicial de 15 ps no primeiro canal.

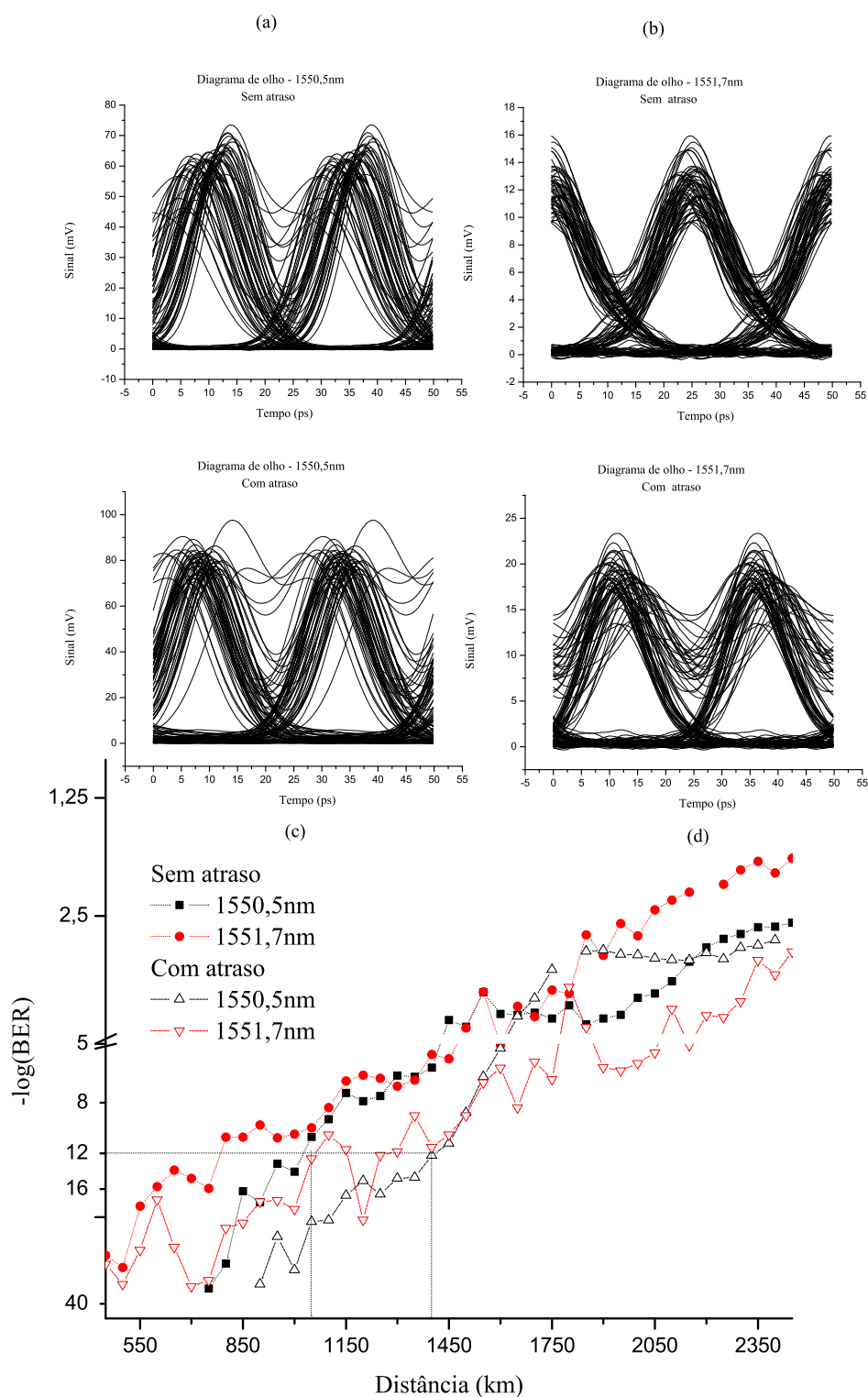


Figura 4.5: Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão para dois canais WDM solitônicos, $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$ e $ch2 = 1551,7 \text{ nm}$; $\tau_{del} = 15 \text{ ps}$; $\Delta\lambda = 1,2 \text{ nm}$ e $L_a = 50 \text{ km}$. Simulação número 24 da tabela 3.3. Os diagramas de olho (a) e (b) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, sem a inserção do atraso. Os diagramas de olho (c) e (d) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, com a inserção do atraso inicial de 15 ps no primeiro canal.

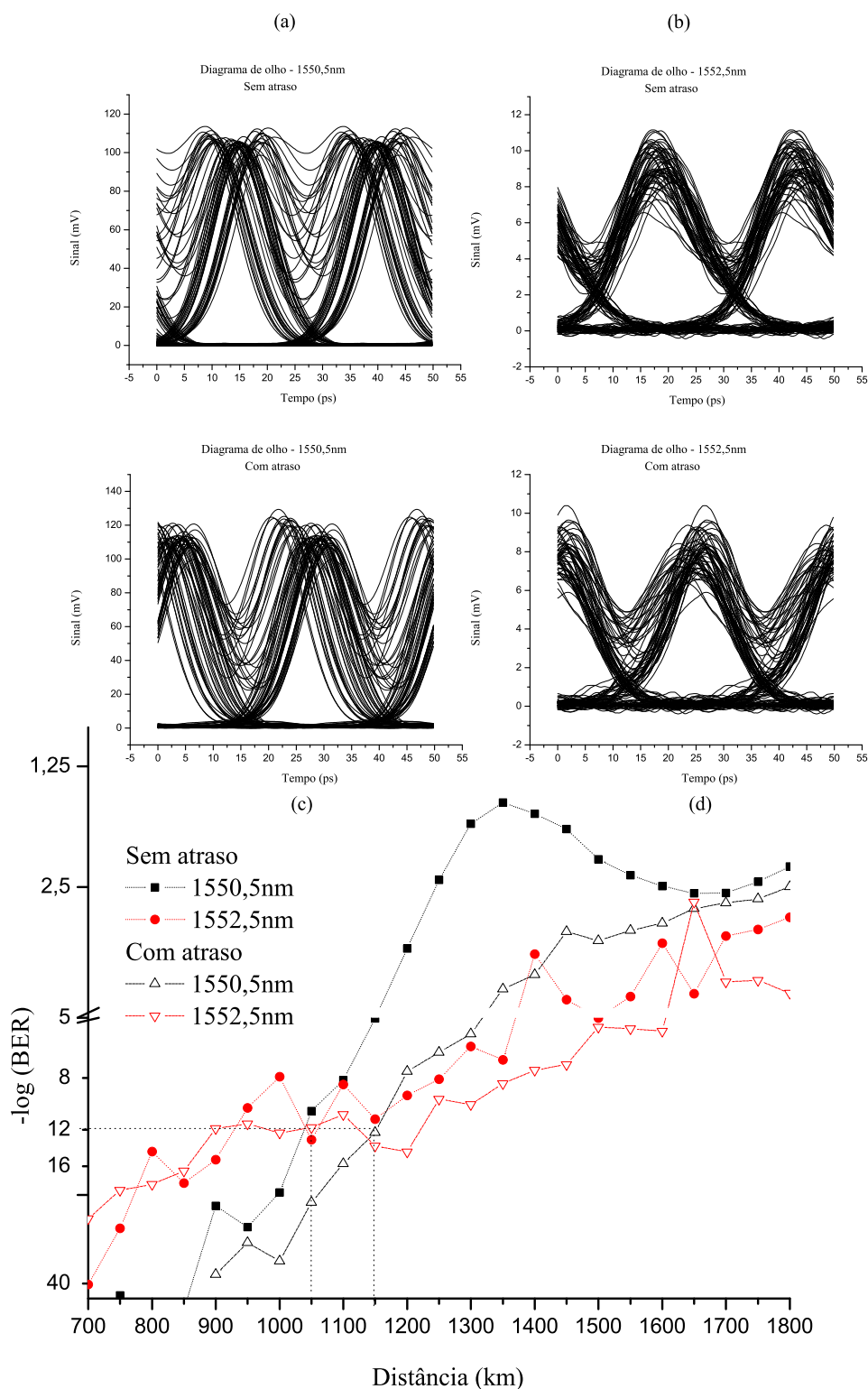


Figura 4.6: Logaritmo do inverso da BER em função da distância de transmissão para dois canais WDM solitônicos, $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$ e $ch2 = 1552,5 \text{ nm}$; $\tau_{del} = 15 \text{ ps}$; $\Delta\lambda = 2,0 \text{ nm}$ e $L_a = 50 \text{ km}$. Simulação número 29 da tabela 3.3. Os diagramas de olho (a) e (b) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, sem a inserção do atraso. Os diagramas de olho (c) e (d) são do canal 1 e canal 2, respectivamente, com a inserção do atraso inicial de 15 ps no primeiro canal.

4.2.2 Desempenho do Sistema com a Variação do Atraso entre Pulsos de Canais Diferentes.

A figura 4.7 mostra o alcance total do sistema com BER de aproximadamente 10^{-12} para diferentes atrasos entre canais. Essa figura apresenta os resultados para a inserção de um atraso inicial no pulso do canal 1 em relação ao pulso do canal 2. Os valores negativos de atraso significam que o pulso 1 do canal 1 está adiantado com relação ao pulso 1 do canal 2, o que seria equivalente a inserirmos um atraso positivo no canal 2. Já os valores positivos de atraso significam que o pulso 1 do canal 1 está atrasado em relação ao do canal 2. O valor das potências iniciais de pico utilizadas nesta simulação foram $P_1 = 8,3$ mW e $P_2 = 3$ mW. Em conformidade com a relação proposta na equação 3.5, podemos observar que o melhor desempenho do sistema ocorre para um atraso entre 10 e 15 ps, aproximadamente. Mostramos ainda que o comportamento das regiões de atraso positivo e negativo é ligeiramente diferente, ao fato da posição na fibra onde ocorre a primeira colisão ser diferente para um mesmo atraso inicial positivo ou negativo. Verificamos também que o canal 2 responde mais sensivelmente à inserção do atraso inicial, devido a sua baixa potência, que resulta em maior sensibilidade aos efeitos de XPM e FWM, como discutido anteriormente.

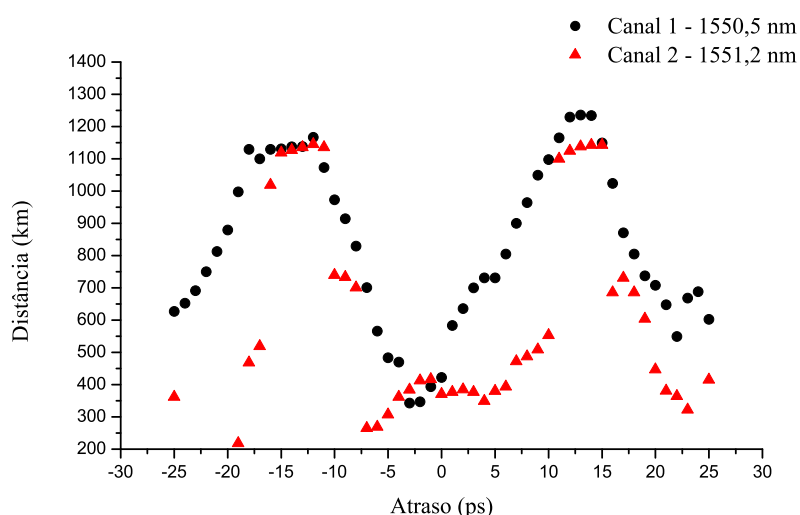


Figura 4.7: Alcance de sistemas WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s em relação à variação do atraso inicial entre pulsos de canais diferentes, inserido no canal 1. Simulação número 12 da tabela 3.3.

4.2.3 O Impacto da Técnica na Geração de Novas Frequências por FWM e no Desvio de Frequência por XPM

A eliminação da colisão incompleta inicial proporcionada pela inserção de um atraso inicial adequado entre pulsos de canais diferentes resulta em um desempenho melhor do sistema, conforme descrito anteriormente, devido a dois fatores:

- minimização dos efeitos causados pela FWM;
- eliminação do desvio residual de frequência provocado pela colisão incompleta através da XPM.

Para demonstrar isso, realizamos algumas simulações desconsiderando os efeitos provocados pela FWM e comparamos com os resultados do sistema considerando os dois efeitos. Analisando os resultados através dos histogramas apresentados na figura 4.8, chegamos às seguintes conclusões:

- A inserção do atraso inicial entre pulsos de canais diferentes produz uma melhora no desempenho do sistema mais significativa na condição $L_{col} > 2L_a$.
- Quanto maior o espaçamento entre canais menor o impacto da FWM no sistema, que pode ser observado comparando os resultados das simulação com e sem FWM.
- Quanto menor o espaçamento entre canais maior será o impacto causado pelo desvio residual inicial de frequência e pela FWM. Portanto a utilização da técnica proposta produzirá mais efeito quanto menor for o espaçamento entre canais.
- Para espaçamento entre canais maior que 200 GHz ($\approx 1,6nm$) os efeitos provocados pela FWM são menos significativos. Portanto, a inserção da técnica de atraso inicial entre pulsos não produzirá mais efeitos. Podemos observar através das simulações com FWM que para espaçamentos entre canais menores que 200 GHz a utilização da técnica de atraso inicial melhora o desempenho do sistema.
- O impacto da técnica proposta na eliminação do desvio residual de frequência provocado pela colisão incompleta através da XPM será mais relevante quanto maior for a relação entre L_{col} e L_a . Isso pode ser observado através dos resultados das simulações sem FWM.

O efeito da eliminação da colisão incompleta inicial sobre o desempenho do sistema pode se observado através das figuras 4.9, 4.10 e 4.11. Através dos espectros ópticos podemos verificar claramente que a utilização da técnica de gerenciamento de colisão incompleta

minimiza os efeitos causados pela FWM, pois o espectro de saída do sistema com gerenciamento (c) apresenta menor quantidade de frequências geradas por FWM do que o caso sem gerenciamento (b). Uma análise desses espectros evidencia que quanto menor o espaçamento entre canais maior será o efeito da utilização da técnica de atraso inicial sobre o desempenho do sistema. Podemos observar que para todos os espaçamentos entre canais menores que 200 GHz a utilização da técnica de atraso proposta diminui bastante o ruído gerado por FWM. Para a obtenção desses resultados os analisadores de espectro foram posicionados na entrada (depois do multiplexador) e na saída (antes do demultiplexador) de cada enlace simulado.

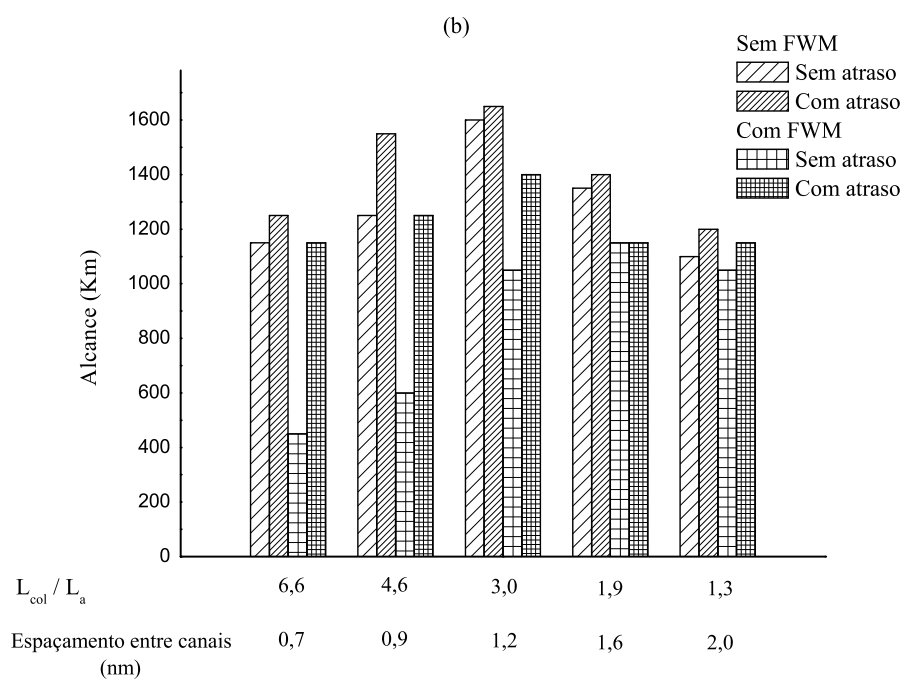
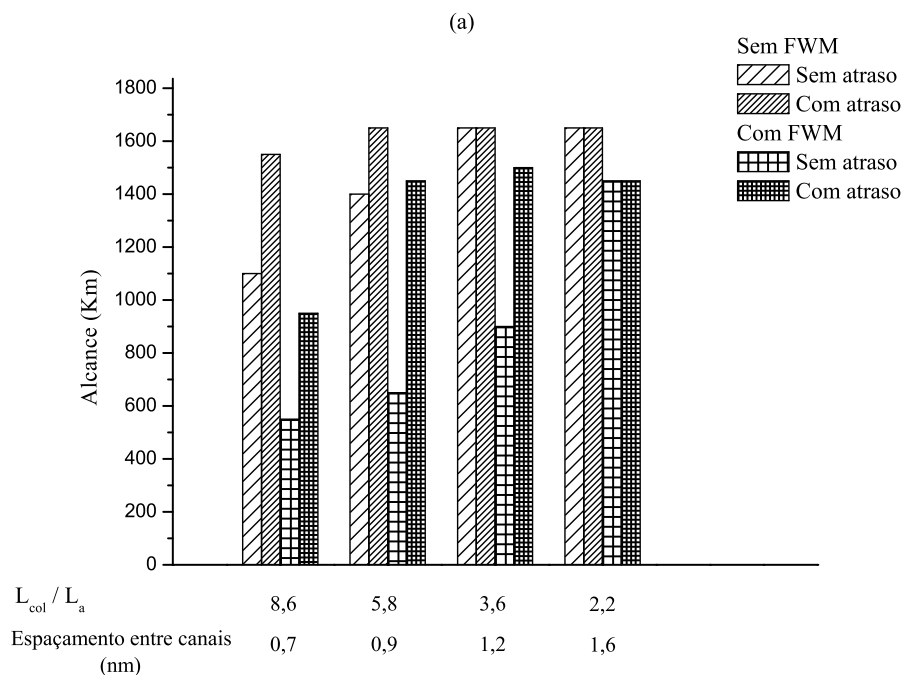


Figura 4.8: Impacto da técnica proposta sobre os efeitos causados pela FWM e XPM. Cada barra do histograma é o resultado da simulação otimizada para $L_a = 50$ km, conforme tabela 3.1. No gráfico (a) $ch1 = 1550,3$ nm e no (b) $ch1 = 1550,5$ nm. Dados das simulações foram relacionados na tabela 3.3, pontos 1, 2, 5, 9, 12, 20, 24, 27 e 29, respectivamente.

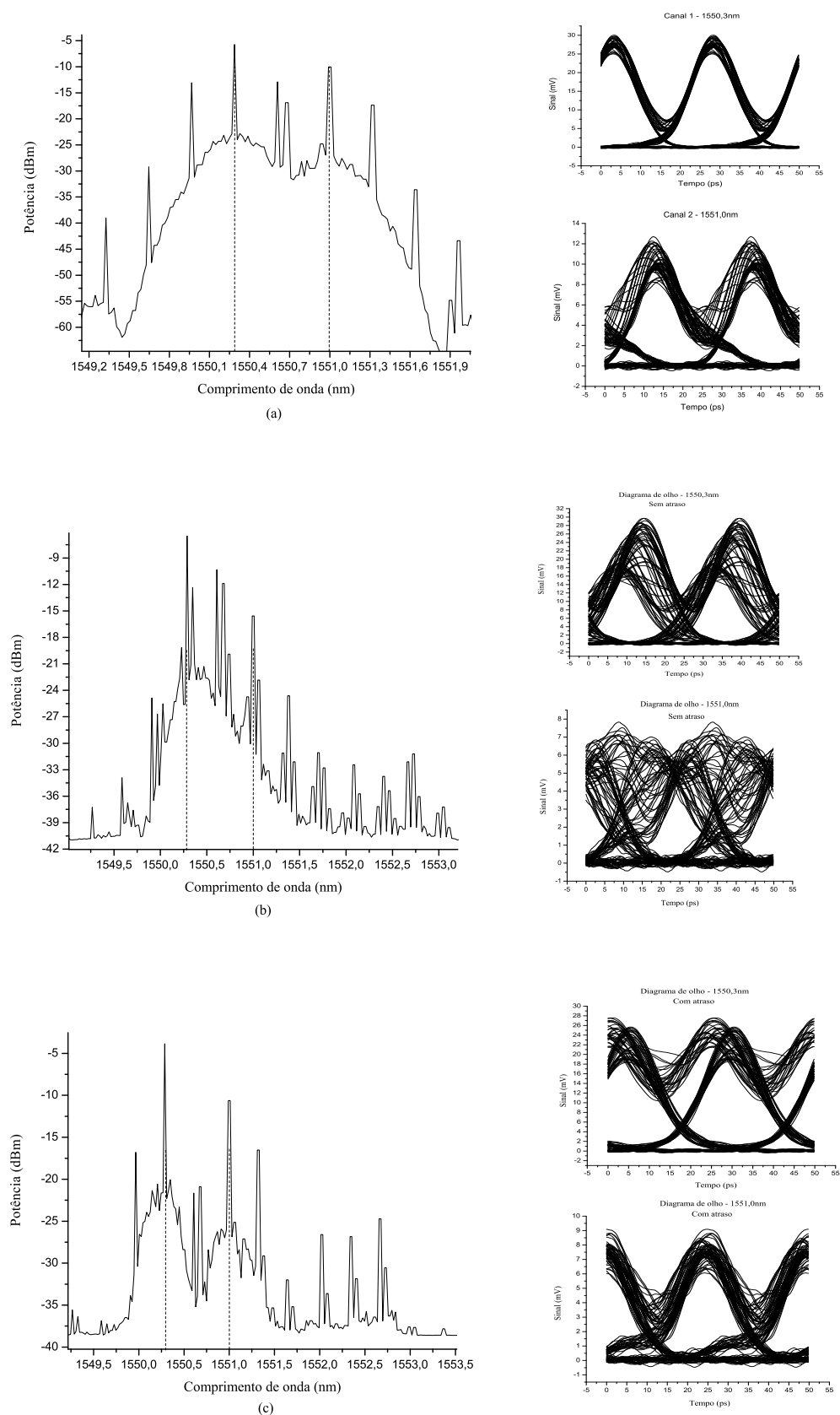


Figura 4.9: Análise espectral das simulações na entrada seguida dos diagramas de olho do sistema *back to back* com $BER \ll 10^{-16}$ no canal 1 e $BER = 10^{-16}$ no canal 2 (a), na saída sem a inserção de atraso inicial entre os canais (b), e na saída com a inserção de atraso inicial entre os canais (c), seguidos dos respectivos diagramas de olho medidos no receptor com $BER \cong 10^{-12}$; para o par de canais $ch1 = 1550,3 \text{ nm}$ e $ch2 = 1551,0 \text{ nm}$ ($\Delta\lambda = 0,7 \text{ nm}$) representado no histograma da figura 4.8.

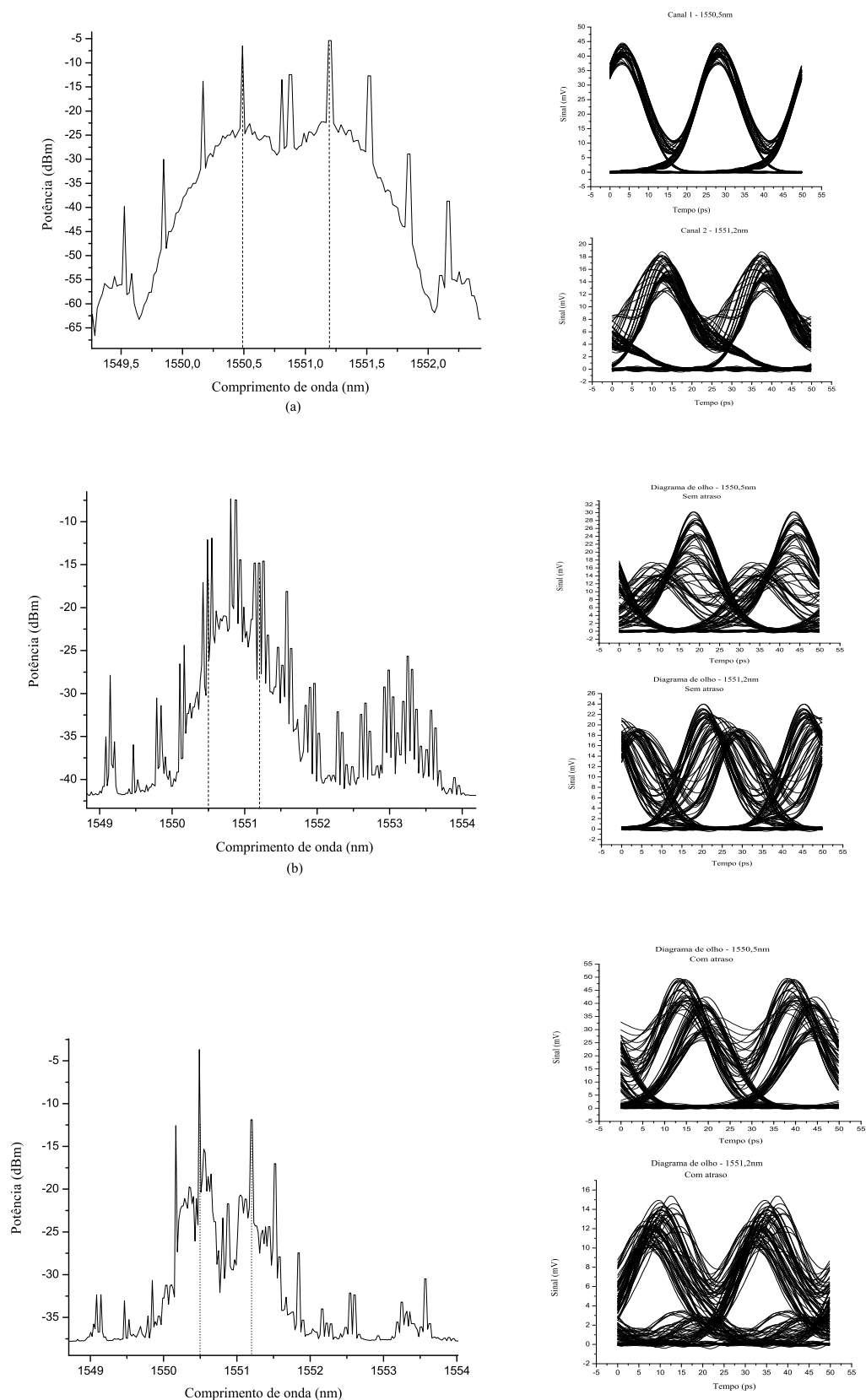


Figura 4.10: Análise espectral das simulações na entrada seguida dos diagramas de olho do sistema *back to back* com $BER \ll 10^{-16}$ no canal 1 e $BER = 10^{-16}$ no canal 2 (a), na saída sem a inserção de atraso inicial entre os canais (b), e na saída com a inserção de atraso inicial entre os canais (c), seguidos dos respectivos diagramas de olho medidos no receptor com $BER \cong 10^{-12}$; para o par de canais $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$ e $ch2 = 1551,2 \text{ nm}$ ($\Delta\lambda = 0,7 \text{ nm}$) representado no histograma da figura 4.8.

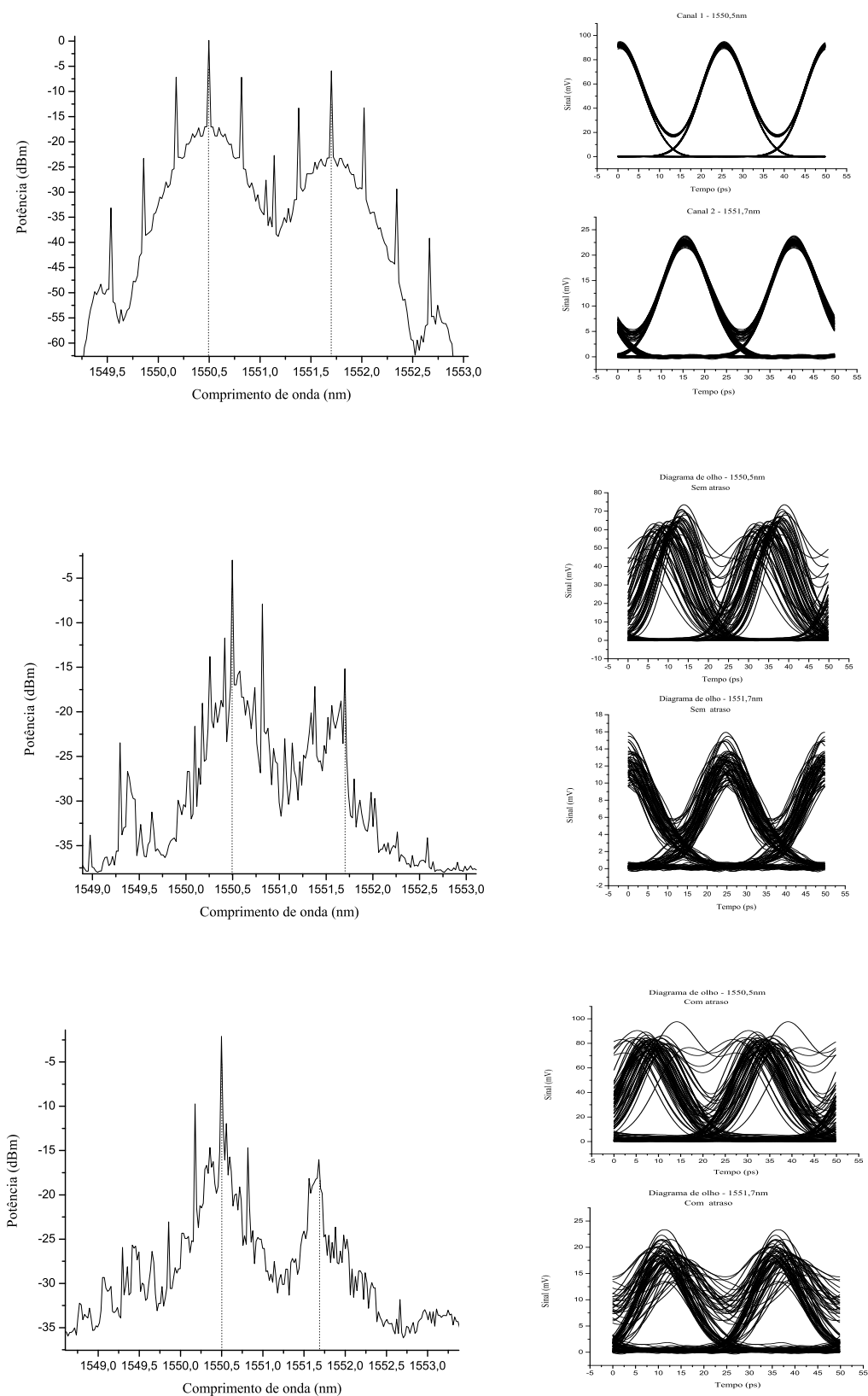


Figura 4.11: Análise espectral das simulações na entrada seguido dos diagramas de olho do sistema *back to back* com $BER \ll 10^{-16}$ nos dois canais (a), na saída sem a inserção de atraso inicial entre os canais (b), e na saída com a inserção de atraso inicial entre os canais (c), seguidos dos respectivos diagramas de olho medidos no receptor com $BER \cong 10^{-12}$; para o par de canais $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$ e $ch2 = 1551,7 \text{ nm}$ ($\Delta\lambda = 1,2 \text{ nm}$) representado no histograma da figura 4.8.

4.2.4 Condições para Utilização da Técnica Proposta

Os gráficos representados nas figuras 4.12 e 4.13 mostram o ganho em alcance em função L_{col}/L_a obtido pela utilização da técnica proposta. Várias configurações de par de canais foram utilizadas, bem como variações no espaçamento entre amplificadores foram efetuadas, conforme listado na tabela 3.3. Em cada configuração, ou seja, em cada ponto otimizamos as potências dos canais no sistema WDM sem a inserção do atraso e após a implementação do mesmo. O ganho em alcance é dado pelo alcance do sistema com o atraso inicial dividido pelo alcance do mesmo sem o atraso.

Na situação estudada, onde o sistema opera próximo do zero de dispersão e sem gerenciamento de dispersão, o aumento do alcance se deve à eliminação da colisão incompleta inicial. A eliminação da colisão incompleta somente é relevante para o sistema quando as colisões durante a propagação na fibra possuem baixa assimetria e/ou quando os efeitos da FWM são expressivos. Como vimos na secção 3.1, quanto maior for a relação comprimento de colisão pelo comprimento de amplificação maior será a simetria das colisões completas e mais próximos estaremos da condição de casamento de fase favorável ao efeito de FWM¹; portanto, mais eficiente será a aplicação da técnica proposta. Através das simulações representadas nas figuras 4.12 e 4.13 podemos fazer algumas considerações importantes sobre a técnica proposta:

1. Para $L_{col} > 2L_a$ a implementação da técnica de atraso entre pulsos de canais diferentes é eficaz.

Existe uma relação entre o observado por Mollenauer [63], mostrado através da figura 3.1, e a região onde obtemos maior eficiência na implementação desta técnica. Podemos confirmar que a técnica aqui proposta mostra-se mais eficiente dentro dos limites da região denominada por Mollenauer como "região segura", onde $L_{col} > 2L_a$. Isso porque, quanto maior for o comprimento de colisão em relação ao de amplificação, maior será o ganho em alcance do sistema. Pois nessas condições teremos as colisões completas que ocorrem durante a transmissão dos dois canais tendendo a serem cada vez mais simétricas. Como já sabemos, o desvio em frequência provocado por essas colisões é bem menor que o provocado pela colisão incompleta inicial. Dessa forma a eliminação da colisão incompleta irá melhorar de forma significativa o desempenho do sistema. Além disso, nessa região, o efeito de FWM é potencialmente alto, pois o espaçamento entre canais é pequeno e a dispersão média é baixa, e como vimos na sec-

¹Pois nesta situação o espaçamento entre canais será pequeno, como estamos trabalhando na região de baixa dispersão, estaremos próximos da condição de casamento de fase, conforme visto na secção 2.3.3.2, tornando o efeito da FWM uma fonte de ruído significativa para o sistema.

ção anterior a eliminação da colisão incompleta inicial permitirá uma diminuição desse efeito e conseqüentemente um aumento no alcance do sistema.

2. Para $L_{col} \leq 2L_a$ a implementação da técnica de atraso entre pulsos de canais diferentes provavelmente não será eficaz.

Em um sistema submetido à condição $L_{col} \leq 2L_a$ as colisões completas na fibra durante a transmissão são assimétricas. Colisões assimétricas produzem desvios residuais de frequência que, como já discutido anteriormente, produzirão muito *timing jitter*. Conseqüentemente a eliminação da colisão incompleta inicial não é tão relevante pois as colisões completas assimétricas são tão degradantes quanto ela. Por outro lado, caso a dispersão média for baixa e o espaçamento entre canais for pequeno teremos ainda algum ganho causado pela minimização do FWM, conforme podemos observar através da figura 4.13-b (para o espaçamento entre amplificadores de 150 km a relação $L_{col}/L_a \approx 2$, no entanto podemos observar um ganho no alcance do sistema com a utilização da técnica de atraso inicial).

3. Saturação do ganho em alcance.

Para um determinado sistema com taxa de transmissão, B , e q_0 fixos, o ganho proporcionado pela inserção do atraso inicial entre pulsos de canais diferentes possui uma limitação, ou seja, uma saturação devido à três fatores distintos:

- dispersão média;
- menor espaçamento entre canais permitido;
- número de colisões máximo do sistema.

Podemos observar através das figuras 4.12 e 4.13 que a saturação do ganho em alcance difere devido à proximidade dos canais em relação ao zero de dispersão. Para um mesmo espaçamento entre canais, quanto maior a dispersão média, significa que os canais estão mais afastados em relação ao canal de zero de dispersão. Nessas condições menor será o ganho do sistema com a inserção do atraso inicial entre os pulsos. Isso porque a condição de proximidade do zero de dispersão somada ao pequeno espaçamento entre canais favorece o casamento de fase e portanto o FWM. Conseqüentemente, quanto maior a dispersão média, menor o efeito do FWM e menor será o ganho obtido com a técnica proposta. Podemos verificar isso, por exemplo, comparando o ganho em alcance obtido para o espaçamento entre canais de 1,1 nm dos gráficos 4.12-a b e 4.13-b. Isso porque, observando um mesmo espaçamento entre canais nos três

gráficos estamos variando a dispersão média, pois o comprimento de onda do primeiro canal varia em relação ao comprimento de onda de zero de dispersão.

Podemos observar através dos gráficos 4.12-a b e 4.13-b que quanto menor o espaçamento entre canais maior o ganho em alcance obtido com a utilização da técnica proposta. No entanto, existe um valor mínimo permitido para o espaçamento entre canais. Sabemos que para um sistema com taxa de transmissão, q_0 e L_a fixos há duas maneiras de aumentarmos L_{col} , conforme equação 2.56. Para produzirmos um maior ganho em alcance do sistema, poderíamos, por exemplo, diminuir a dispersão média, conforme comentado no parágrafo anterior. Outra maneira seria com a diminuição de $\Delta\lambda$, no entanto, esta opção é limitada pela largura espectral do pulso. No caso em questão, a largura espectral do pulso é de 0,6 nm; para tanto um limite mínimo razoável para o espaçamento entre canais é o de 0,7 nm, evitando que raias adjacentes, com potências significativas, de canais diferentes não se sobreponham ou entrelacem.

O último fator limitante do ganho em alcance do sistema é dado pelo número máximo de colisões que o mesmo é capaz de sofrer antes da degradação do sinal. Para sistemas que possuem o mesmo L_{col} , a diminuição de L_a provoca o aumento do ganho em alcance, no entanto, a partir de um certo valor, este ganho não aumenta mais conforme esperado, devido ao número máximo de colisões que o sistema é capaz de sofrer antes da degradação do sinal, conforme pode ser visto nos gráficos das figuras 4.12-a² e 4.13-b³. Isso porque, quando L_a é muito pequeno em relação a L_{col} , as colisões são simétricas e os desvios em frequências provocados por estas colisões passam a ser aproximadamente iguais mesmo que L_a varie. Assim o sistema possui um alcance máximo que é limitado pelo número máximo de colisões que podem ocorrer para que seu desempenho não atinja níveis abaixo do permitido.

4.2.5 O Maior Ganho em Alcance é Diferente do Maior Alcance

Podemos destacar ainda que nem sempre o melhor ganho em alcance traduz o melhor desempenho do sistema, ou seja, maior alcance para uma BER em torno de 10^{-12} , conforme pode ser observado na figura 4.14. Podemos observar isso, por exemplo, verificando que o maior ganho em alcance para o sistema onde o canal 1 é 1550,5 nm é dado para $\Delta\lambda = 0,7$ nm, conforme pode ser visto na figura 4.13-a. O sistema com esta configuração atinge aproximadamente 1150 km enquanto que o maior alcance pode ser conseguido em torno

²Neste gráfico temos dois resultados de simulações para o espaçamento entre canais de 1,1 nm, um para $L_a = 25$ km e outro para $L_a = 50$ km. Em ambos o valor do ganho é o mesmo.

³Neste gráfico podemos observar que para valores de $L_a = 50$ km e $L_a = 25$ km o ganho em alcance é praticamente o mesmo.

de 1500 km, para $\Delta\lambda = 1,1$ nm conforme podemos observar na figura 4.14-b. Podemos concluir com isso que o maior ganho em alcance oferecido pela inserção da técnica em análise não reflete a condição de melhor desempenho do sistemas, ou seja, para obtermos o máximo desempenho do sistema outros fatores, além da inserção do atraso, devem ser considerados.

Vale salientar ainda que o sistema sem a inserção do atraso entre pulsos de canais diferentes tem seu maior alcance em torno de 1450 km para um $\Delta\lambda = 1,6$ nm, $ch1 = 1550,3$ nm e 1200 km para um $\Delta\lambda = 1,5$ nm, $ch1 = 1550,5$ nm. Já com a inserção da técnica proposta ele tem seu maior alcance em torno de 1650 km para um $\Delta\lambda = 1,1$ nm, $ch1 = 1550,3$ nm e 1500 km para um $\Delta\lambda = 1,1$ nm, $ch1 = 1550,5$ nm. Podemos concluir com isto que, a técnica de atraso permite melhorar o desempenho do sistema utilizando um menor espaçamento entre canais e obtendo maiores alcances.

Podemos observar através dos gráficos da figura 4.14 que aumentando o espaçamento entre canais e mantendo os demais parâmetros do sistema, o alcance do mesmo aumenta enquanto ele estiver em condição de casamento de fase, ou seja, os efeitos do FWM forem relevantes. A partir do momento em que os efeitos provocados pelo FWM não são mais relevantes se aumentarmos o espaçamento entre canais o alcance do sistema diminui. Isto porque, o sistema passa a ser governado pelo deslocamento residual de frequência provocado pela assimetria das colisões e irá sofrer uma diminuição gradativa com o aumento do espaçamento entre canais. Em condições onde o FWM não é relevante, o aumento do espaçamento entre canais provoca uma diminuição do comprimento de colisão e para um mesmo espaçamento entre amplificadores a assimetria das colisões aumenta, degradando mais rapidamente o sistema.

Salientamos que os resultados apresentados na figura 3.7 e 4.14 mostram um alcance bem maior para os canais solitônicos isolados em comparação aos mesmos dois canais no sistema WDM (comparando o pior alcance entre os dois canais do sistema WDM solitônico trafegando isoladamente). Isso evidencia o impacto causado pelo efeito da colisão entre canais degradando a qualidade do sinal em sistemas WDM solitônicos.

Apresentamos, neste capítulo, os resultados das simulações utilizando a técnica de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes. Mostramos o efeito das colisões sobre o desempenho de sistemas WDM solitônicos. Definimos e demonstramos a relação que governa os limites de variação do atraso inicial para possibilitar um bom desempenho do sistema. Delimitamos as condições onde a técnica de gerenciamento de colisão incompleta é eficaz e seus limitadores. Evidenciamos que a situação de melhor ganho em alcance fornecido pela técnica proposta não traduz diretamente o maior alcance dos sistemas WDM solitônico.

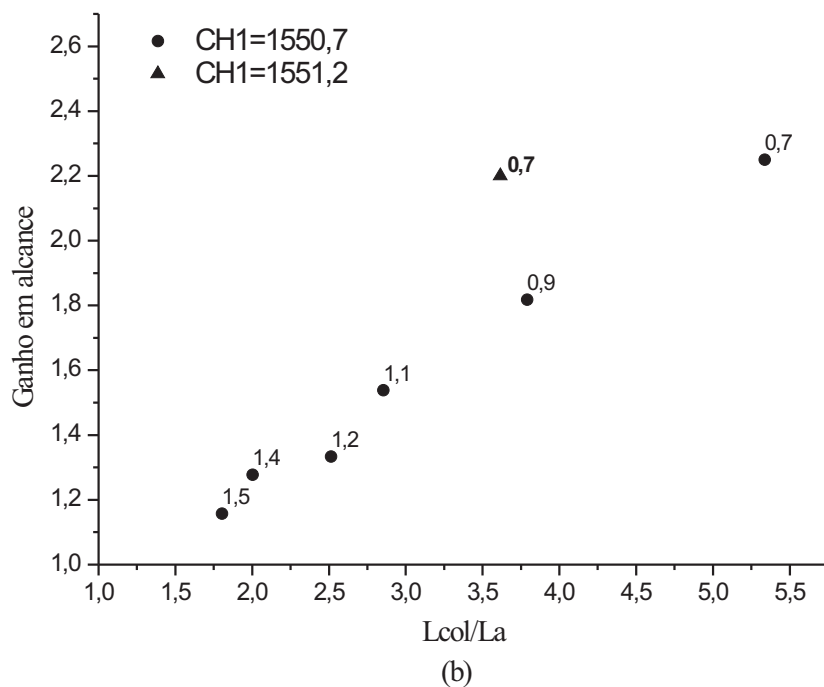
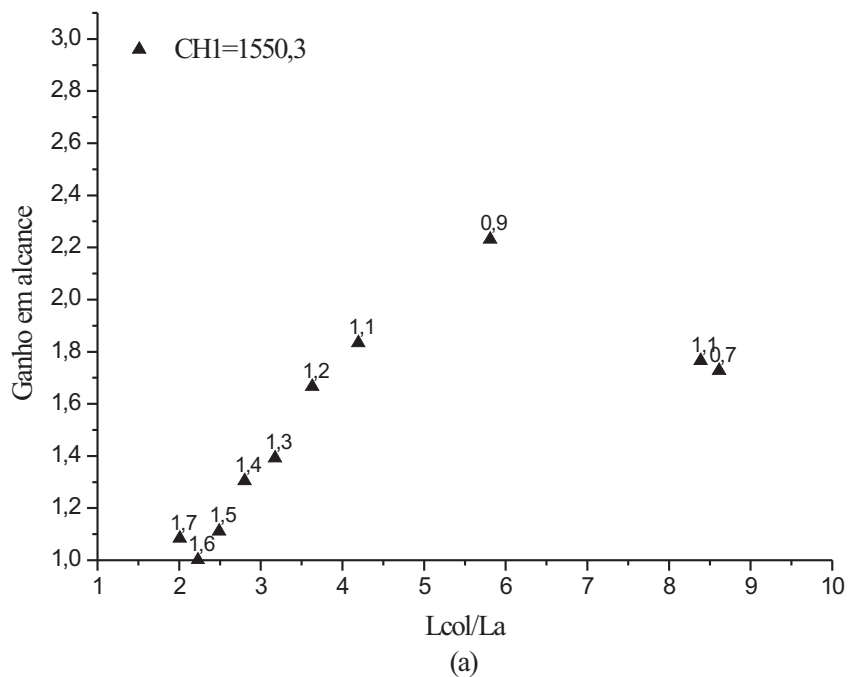


Figura 4.12: Ganho em alcance de sistemas WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s (para uma $BER \cong 10^{-12}$) devido à inserção do atraso inicial entre pulsos de canais diferentes em relação a L_{col}/L_a para (a) $ch1 = 1550,3$ nm e (b) $ch1 = 1550,7$ nm e $1551,2$ nm. Os pontos marcados com o espaçamento entre canais utilizados estão relacionados na tabela 3.3, pontos de 1 a 10 e 33 a 39, respectivamente.

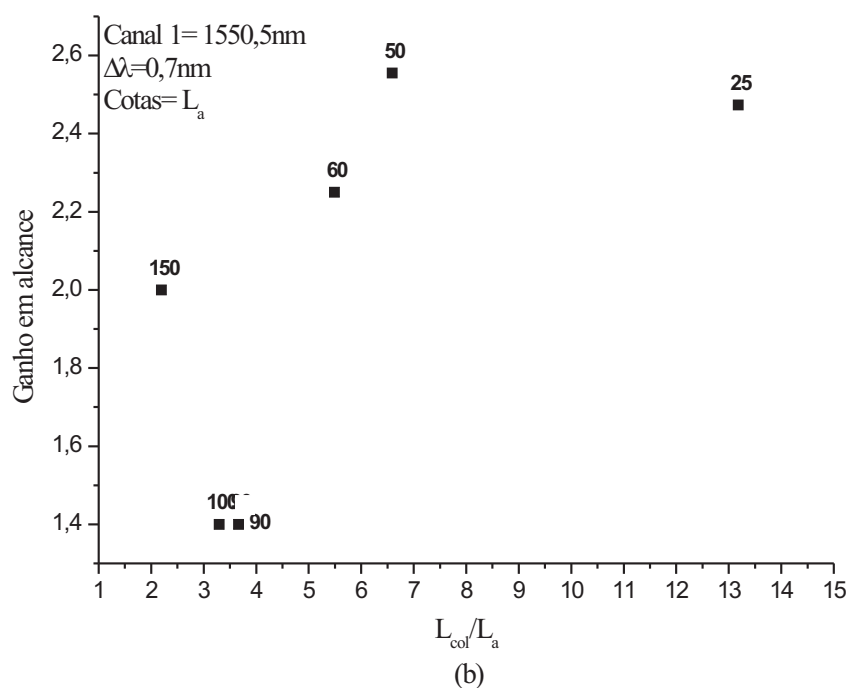
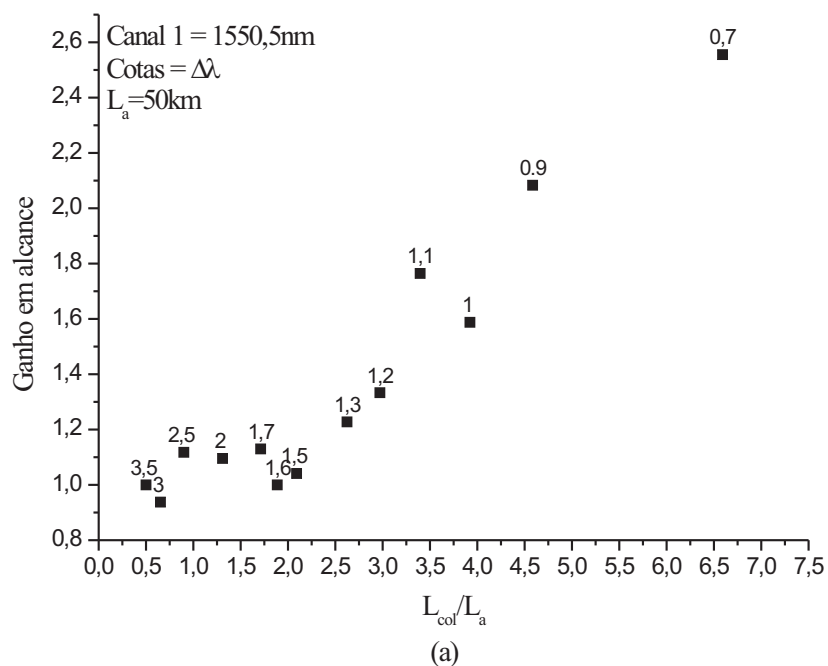


Figura 4.13: Ganho em alcance de sistemas WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s, com BER de aproximadamente 10^{-12} , devido à inserção do atraso inicial entre pulsos de canais diferentes em relação a L_{col}/L_a para $ch1 = 1550,5\text{ nm}$. Gráficos: (a) $L_a = 50\text{ km}$ e $\Delta\lambda(\text{nm})$ variando conforme marcado no gráfico e (b) $\Delta\lambda = 0,7\text{ nm}$ (L_{col} fixo) e $L_a(\text{km})$ variando conforme marcado no gráfico.

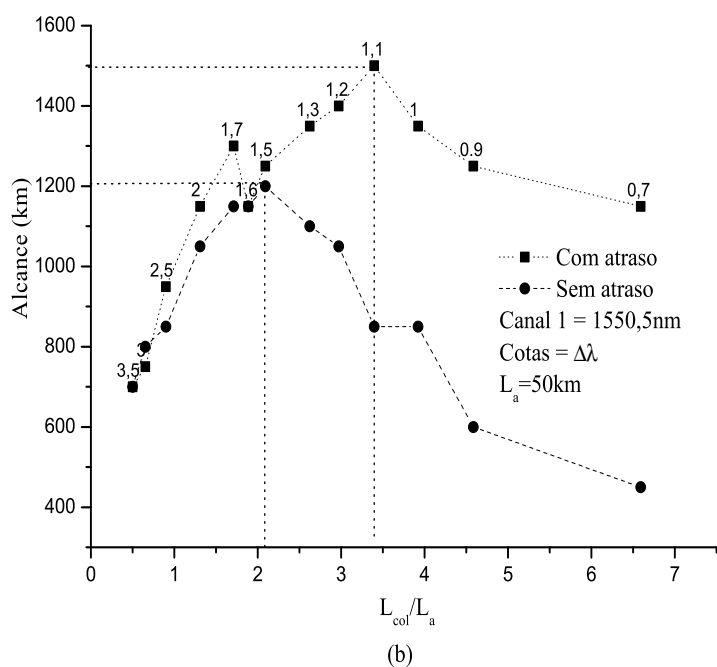
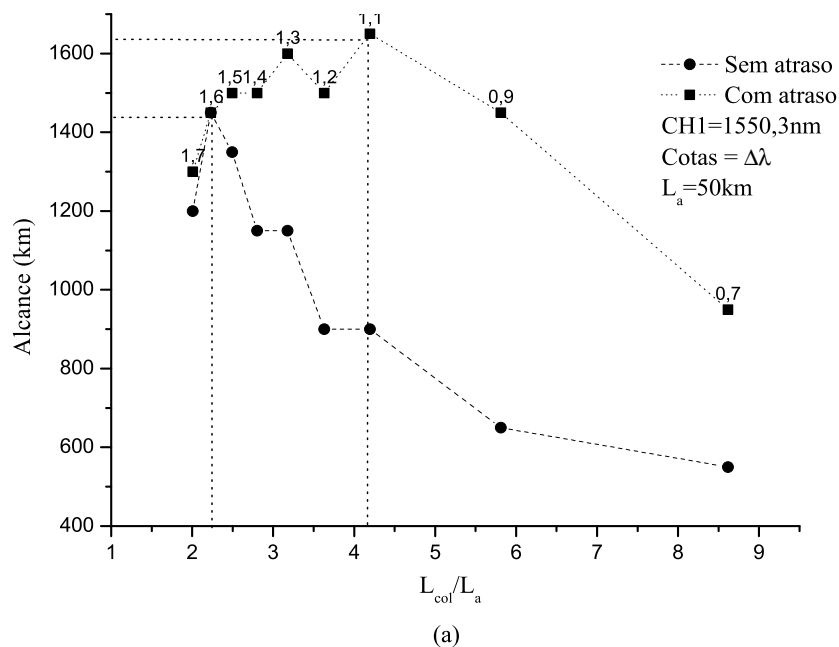


Figura 4.14: Alcance em função da relação L_{col}/L_a para sistema WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s com e sem atraso entre pulsos de canais diferentes para uma taxa de erro em torno de 10^{-12} . Os pontos marcados referem-se ao espaçamento entre canais (nm) utilizado. (a) O primeiro canal é 1550,3 nm e (b) o primeiro canal é 1550,5 nm, em ambos o espaçamento entre amplificadores, $L_a = 50 \text{ km}$.

5 GERENCIAMENTO DE COLISÕES COMPLETAS

Em sistemas de amplificação discreta, o gerenciamento de colisões completas que ocorrem ao longo da transmissão do sinal na fibra óptica é de fundamental importância. A intensidade dos efeitos degradativos causados pelas colisões depende do espaçamento entre canais e do espaçamento entre amplificadores a ser empregado no sistema WDM solitônico. Neste capítulo, veremos que com o gerenciamento das colisões podemos determinar o espaçamento entre canais e o espaçamento entre amplificadores mais adequado para o sistema WDM solitônico, considerando o impacto dos efeitos causados pelas colisões. Mostraremos ainda que, com o gerenciamento de colisões, podemos estimar o alcance máximo de um sistema WDM solitônico de dois canais.

5.1 Espaçamento Ideal entre Canais

Sistemas WDM solitônicos buscam atingir altas taxas de transmissão de dados utilizando o maior número possível de canais, conforme apresentado no capítulo 2. A quantidade de canais alocados é limitada pelo intervalo de frequências disponíveis e compatíveis com o sistema e o espaçamento entre canais a ser utilizado. A princípio, quanto menor o espaçamento entre canais utilizado maior o número de canais que podem ser alocados. Visando evitar a sobreposição ou entrelaçamento espectral dos canais, o espaçamento entre canais mínimo dependerá da largura espectral do pulso, que será limitada pela taxa de transmissão por canal e pelo fator q_0 utilizado. Admitindo uma pequena sobreposição espectral, tomamos como menor espaçamento entre canais, um valor ligeiramente maior que a largura espectral do pulso (para uma largura temporal T_0). A largura espectral do pulso, Λ , tomando a largura

temporal T_0 , pode ser calculada através da equação [72]:

$$\Lambda = 0,315 \frac{\lambda_j^2}{cT_0}, \quad (5.1)$$

onde λ_j é o comprimento de onda do pulso.

É importante salientar que esta condição não garante a eliminação da sobreposição ou entrelaçamento espectral dos canais [72]. Considerando por exemplo, $\lambda_j = 1550,5$ nm da tabela 3.2 e os dados apresentados na tabela 3.1, a largura espectral do pulso seria de $\Lambda \simeq 0,6$ nm para $T_0 = 4,167$ ps. Consideramos neste trabalho, o menor espaçamento entre canais igual a 0,7 nm. Espaçamentos entre canais muito pequenos podem comprometer severamente o alcance do sinal do sistema de transmissão por permitirem, também, alta eficiência de FWM [71], conforme pode ser observado através da figura 4.14.

Por outro lado, existe também um valor máximo de espaçamento entre canais, $\Delta\lambda_{\max}$, cuja dimensão é de alguns nanômetros, que, segundo Mollenauer [63], garante a condição $L_{\text{col}} \geq 2L_a$:

$$\Delta\lambda_{\max} = \left(\frac{T_{\text{FWHM}}}{L_a D_{\text{medio}}} \right). \quad (5.2)$$

Portanto, o valor ideal do espaçamento entre canais que garanta a condição $L_{\text{col}} \geq 2L_a$ é:

$$\Delta\lambda < \Delta\lambda_{\max}. \quad (5.3)$$

Qual seria então o melhor espaçamento entre canais a ser utilizado em um determinado sistema? Isso dependerá do objetivo proposto no projeto. Observamos através das simulações que existe um espaçamento ideal entre canais, para sistemas com amplificação discreta e sem gerenciamento de dispersão, que permite um melhor desempenho (alcance) para uma determinada taxa de transmissão.

Sistemas WDM solitônicos de amplificação discreta, que não possuem gerenciamento de dispersão ou qualquer outra técnica de minimização dos efeitos provocados pela FWM ou XPM, operando próximo do zero de dispersão, são severamente afetados pela FWM quando o espaçamento entre canais é pequeno [64] e pela assimetria da colisão quando o espaçamento é grande, conforme podemos observar através da equação 2.56. Nesse caso, o espaçamento entre canais ideal deve ser maior que o espaçamento entre canais que garanta a condição de descasamento de fase e portanto atenua os efeitos degradativos da FWM; desde que, seja observada a condição exposta através da equação 5.2.

Manipulando as equações 2.62, 2.63 e 2.64 podemos verificar que o limite do casamento de fase para o FWM é:

$$\Delta\lambda_{\text{FWM}} = \left(\frac{\lambda_i^2}{cL_a D_{\text{medio}}} \right)^{1/2}, \quad (5.4)$$

onde λ_i é o comprimento de onda do primeiro canal, $c = 2,998 \times 10^8 m/s$ e D_{medio} é o valor médio da dispersão dos dois canais a ser empregado no sistema.

Conforme observamos o espaçamento entre canais deve garantir o descasamento de fase visando minimizar os efeitos causados pelo FWM. Assim, podemos facilmente concluir que o espaçamento entre canais $\Delta\lambda$, a ser utilizado, deve satisfazer a condição:

$$\Delta\lambda > \Delta\lambda_{FWM}. \quad (5.5)$$

Essa condição é válida para o caso onde nenhuma técnica de minimização de FWM foi utilizada, inclusive a de atraso inicial entre pulsos de canais diferente apresentada no capítulo 4 desse documento. Para as situações mostradas na figura 4.14, seção 4.2.5, podemos verificar, por exemplo, que, para $ch1 = 1550,3$ nm, através da equação 5.4 temos $\Delta\lambda_{FWM} = 1,42$ nm, tomando o valor de D_{medio} do par de canais número 8 da tabela 3.3 ¹. O valor de D_{medio} do par de canais número 7 da tabela 3.3 não se enquadra na condição apresentada na equação 5.5 ².

Para definir o valor de $\Delta\lambda$ a ser utilizado precisamos considerar, também, os efeitos provocados pelas colisões assimétricas. Para tanto, usamos a equação 5.2 para calcular o maior valor do espaçamento entre canais que garante a condição $L_{col} > 2L_a$. Podemos concluir que o valor do espaçamento entre canais ideal, que permite ao sistema o maior alcance possível, será:

$$\Delta\lambda_{FWM} < \Delta\lambda < \Delta\lambda_{\text{max}}. \quad (5.6)$$

Para o exemplo em questão, figura 4.14, $ch1 = 1550,3$ nm, calculando o valor de $\Delta\lambda_{\text{max}}$ através da equação 5.2 ³ encontramos $\Delta\lambda_{\text{max}} = 1,71$ nm. Portanto, para esse caso, o valor ideal do espaçamento entre canais (que permite o maior alcance do sistema) está no intervalo $1,43 \text{ nm} < \Delta\lambda < 1,71 \text{ nm}$; conforme podemos verificar através da figura 4.14-a (sem atraso).

5.2 Espaçamento Ideal entre Amplificadores

Vimos anteriormente que sistemas de amplificação discreta são transparentes a colisões na condição $L_{col} > 2L_a$, ou seja, esta condição permite a simetria das colisões completas. Note que através da equação 2.56 podemos encontrar o espaçamento entre amplificadores máximo permitido para obtermos transparência nas colisões durante a propagação do sinal

¹ Para o par de canais número 8 da tabela 3.3 o valor de $\Delta\lambda = 1,5$ nm, ou seja, $\Delta\lambda > \Delta\lambda_{FWM}$

² Para o par de canais número 7 da tabela 3.3, calculando o valor de $\Delta\lambda_{FWM}$ teremos $\Delta\lambda_{FWM} = 1,46$ nm como o valor de $\Delta\lambda = 1,4$ nm a condição da equação 5.5 não é satisfeita.

³ Foi utilizado o valor D_{medio} do par de canais número 10 da tabela 3.3. Este valor de D_{medio} é o único que reproduz $\Delta\lambda$ do par de canais aproximadamente menor que $\Delta\lambda_{\text{max}}$.

na fibra:

$$L_{a,max} = \frac{T_{FWHM}}{D\Delta\lambda}. \quad (5.7)$$

Considerando um sistema com $D_{medio} = 0,064$ ps/km.nm, onde $T_{FWHM} \equiv 7,34$ ps e $\Delta\lambda = 0,7$ nm (simulação número 11 a 18 da tabela 3.3) teremos $L_{a,max} \simeq 160$ km.

Podemos observar através dos resultados obtidos na simulações e apresentados na figura 4.13-b e 5.1 que:

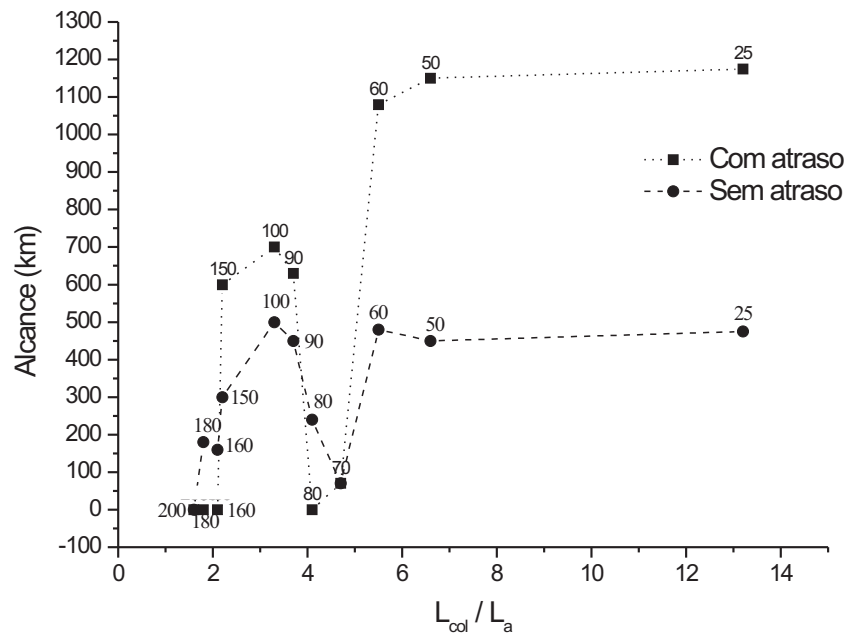


Figura 5.1: Alcanço do sistema, com BER em torno de 10^{-12} , em função da relação L_{col}/L_a . Para L_{col} fixo, $ch1 = 1550,5$ nm, $\Delta\lambda = 0,7$ nm e L_a (km) variando conforme marcado no gráfico.

- Espaçamentos entre amplificadores maiores que 160 km são normalmente contra-indicados nos sistemas WDM solitônicos. Conforme calculado no exemplo acima, esse espaçamento não se enquadra na condição da equação 5.7 e a ineficiência dele foi confirmada nas simulações deste trabalho. Além disso, esse espaçamento entre amplificadores não permite que o sistema opere no regime soliton-médio, conforme visto no capítulo 2, secção 2.2.4.3, pois $L_D < L_a$, tendo em vista que, para esse caso $L_D = 151,2$ km, no segundo canal.
- Apesar do espaçamento entre amplificadores de 150 km ser muito grande, como a condição dada pela equação 5.7 é satisfeita o sistema solitônico ainda consegue alcançar

uma distância razoável, de aproximadamente 600 km, eliminando a degradação causada pela colisão incompleta inicial.

- Segundo Hasegawa [30], quando a colisão entre canais ocorre no local do enlace onde está posicionado o amplificador haverá uma degradação acentuada do sinal produzindo desvios de frequência residuais muito altos.

Verificamos em nossas simulações que espaçamentos entre amplificadores de 70 km e 80 km não produzem resultados satisfatórios, para os canais $ch1 = 1550,5$ nm e $ch2 = 1551,2$ nm. Eles se enquadram na situação observada por Hasegawa [30]. Essa situação irá, também, intensificar os efeitos provocados por FWM, pois a colisão no ponto de máxima sobreposição dos pulsos ocorrerá no amplificador onde a potência de cada pulso é máxima [71].

Baseado nessas observações sistemas que não utilizam técnicas de gerenciamento de colisão devem ter os espaçamentos entre amplificadores projetados para evitar múltiplos inteiros aproximados de T_{col} ; pois nessa situação a sobreposição completa dos pulsos dos dois canais ocorrerá no amplificador. Assim, a condição de projeto para espaçamento entre amplificadores em sistemas que não utilizam a técnica de gerenciamento de colisão incompleta é:

$$\frac{T_{col}}{L_a} \neq K, \quad (5.8)$$

onde K pertence ao conjunto dos números inteiros positivos.

Para sistemas que utilizam a técnica de inserção de atraso inicial entre canais diferentes a mesma análise é importante, considerando que a máxima sobreposição dos pulsos ocorrerá em locais diferentes do caso visto anteriormente sem atraso, conforme visto no capítulo 3.

- Mamyshev e Mollenauer em seu estudos de FWM em sistemas WDM solitônicos [73] observaram também que, em sistema com amplificação discreta, sem gerenciamento de dispersão (dispersão constante ao longo do enlace), existem espaçamentos entre amplificadores que degradam sensivelmente o sistema por gerarem altos valores de energia de FWM em relação à energia do sóliton. Eles observaram que a energia gerada por FWM em um determinado sistema, varia com o espaçamento entre amplificadores utilizado. Valores de espaçamentos entre amplificadores próximos de múltiplos do parâmetro, L_p , estudado no capítulo 2, secção 2.3.3.2, geram maiores valores de energia de FWM.

Concluimos que, em sistemas WDM solitônicos, quanto menor o espaçamento entre amplificadores maior será o alcance do sistema. No entanto, duas condições devem ser obser-

vadas:

- existe um limite inferior para valores de espaçamentos entre amplificadores para o qual a partir de então a diminuição do mesmo não acarretará em melhor desempenho para o sistema, como vimos em maiores detalhes no final da secção 4.2.4,
- existem espaçamentos entre amplificadores que, mesmo pequenos, não serão apropriados para o sistema por favorecerem os efeitos degradativos provocados pelo processo de FWM e pela assimetria da colisão.

Verificamos ainda que, espaçamento entre amplificadores acima do valor previsto pela equação 5.7 não são indicados para sistemas WDM solitônicos.

5.3 Alcance máximo de Sistema com Dois Canais

Um sistema WDM solitônico básico de dois canais tem seu alcance limitado pelos fatores descritos no capítulo 2, secção 2.2.4.4 presentes em cada canal. Além desses fatores, a colisão entre os canais será também limitante, devido aos efeitos não lineares, principalmente de FWM e XPM gerados por elas, conforme mostramos nos capítulos 2, 3 e 4.

Após determinarmos o alcance máximo do sistema, L , podemos facilmente determinar o total de colisões ocorridas na transmissão de dois canais solitônicos. Tendo em vista que, os valores de T_{col} , L_{col} e L_{del} podem ser calculados conforme exposto no capítulo 3, secção 3.1.1, o total de colisões pode ser calculado a partir das equações mostradas na tabela 5.1, onde N é o número total de colisões, L_{inicial} e L_{final} são as distâncias onde ocorrem o início e o final da última colisão, respectivamente.

Tabela 5.1: Equações para a distância da última colisão

Última colisão	Sem atraso	Com atraso canal mais lento	Com atraso canal mais veloz
Início (L_{inicial})	$(N - 1)T_{\text{col}} - \frac{L_{\text{col}}}{2}$	$NT_{\text{col}} - L_{\text{del}} - \frac{L_{\text{col}}}{2}$	$(N - 1)T_{\text{col}} + L_{\text{del}} - \frac{L_{\text{col}}}{2}$
Meio	$(N - 1)T_{\text{col}}$	$NT_{\text{col}} - L_{\text{del}}$	$(N - 1)T_{\text{col}} + L_{\text{del}}$
Final (L_{final})	$(N - 1)T_{\text{col}} + \frac{L_{\text{col}}}{2}$	$NT_{\text{col}} - L_{\text{del}} + \frac{L_{\text{col}}}{2}$	$(N - 1)T_{\text{col}} + L_{\text{del}} + \frac{L_{\text{col}}}{2}$

A quantidade de colisões incompletas e completas que ocorrem durante um processo de transmissão podem ser determinadas pelas relações apresentadas na tabela 5.2.

Em nossas simulações o atraso, quando existente, foi inserido no canal cujo comprimento

Tabela 5.2: Relações para determinar o número de colisões completas e incompletas

	Relação	Total de colisões incompletas	Total de colisões completas
Sem atraso	$L > L_{\text{final}}$	1	$(N - 1)$
Sem atraso	$L < L_{\text{final}}$	2	$(N - 2)$
Com atraso	$L > L_{\text{final}}$	0	N
Com atraso	$L < L_{\text{final}}$	1	$(N - 1)$

de onda permite uma velocidade maior ⁴, canal 1 (*ch1*). Assim o número total de colisões (completas e incompletas) que ocorre no sistema sem atraso e com atraso podem diferir conforme mostrado nas figuras 5.2 e 5.3. Conforme o espaçamento entre canais, a dispersão média e a largura do pulso utilizados, teremos um número máximo de colisões que permitirá ao sistema um desempenho com BER em torno de 10^{-12} . Podemos dizer então que o total de colisões que dois canais podem sofrer é um limitador do alcance do sistema.

Através das simulações efetuadas neste estudo, podemos verificar que o comportamento das colisões em relação ao comprimento de colisão segue um perfil exponencial, conforme podemos observar através dos gráficos das figuras 5.2 e 5.3. Variações no espaçamento entre amplificadores podem dar origem a curvas com parâmetros (N_0 , A_1 , t_1) diferentes, conforme podemos observar através da tabela 5.3.

Tabela 5.3: Total de colisões (completas e incompletas) para um sistema WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s cada, para $ch1 = 1550,5$ nm e $ch2 = 1551,2$ nm, com e sem a inserção de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes.

	L_a (km)	N (sem atraso)	N (com atraso)
1	25	2	2
2	50	2	2
3	60	2	2
4	90	2	1
5	100	2	1
6	150	1	1
7	160	1	0
8	180	1	0

Uma maneira alternativa para estimarmos o valor aproximado do alcance máximo de um sistema WDM solitônico de dois canais seria o de determinar alguns pontos para traçar a curva Total de colisões $\times L_{\text{col}}/L_a$, conforme mostrado nas figuras 5.2 e 5.3. Essas curvas são

⁴Conforme descrito no capítulo 3, secção 3.1.2, sistemas utilizando fibras DSF com comprimentos de onda que fornecem um valor de β_2 negativo, o canal de maior velocidade será o de menor comprimento de onda [69].

definidas para uma determinada taxa de transmissão e largura de pulso. Conhecida a curva Total de colisões $\times L_{col}/L_a$ podemos determinar o valor aproximado de qualquer outro alcance, L , do sistema calculando o valor de N (número total de colisões) para um determinado par de canais e utilizando as equações descritas a seguir.

Podemos verificar facilmente que, em sistemas sem o atraso inicial entre pulsos o alcance máximo será dado por:

$$(N - 1)T_{col} - \frac{L_{col}}{2} < L < (N)T_{col} - \frac{L_{col}}{2}.$$

Já sistemas com o atraso inicial entre pulsos inserido no canal menos veloz o alcance máximo será dado por:

$$NT_{col} - L_{del} - \frac{L_{col}}{2} < L < (N + 1)T_{col} - L_{del} - \frac{L_{col}}{2}.$$

Enquanto que sistemas com o atraso inicial entre pulsos inserido no canal mais veloz o alcance máximo será dado por:

$$(N - 1)T_{col} + L_{del} - \frac{L_{col}}{2} < L < NT_{col} + L_{del} - \frac{L_{col}}{2}.$$

Para facilitar o entendimento dos resultados mostrados nos gráficos Total de colisão $\times L_{col}/L_a$, os gráficos Alcance $\times L_{col}/L_a$ foram repetidos nas figuras 5.2 e 5.3. Através dos gráficos da figura 5.4 podemos obter o total de colisões alternativamente aos gráficos apresentados nas figuras 5.2 e 5.3.

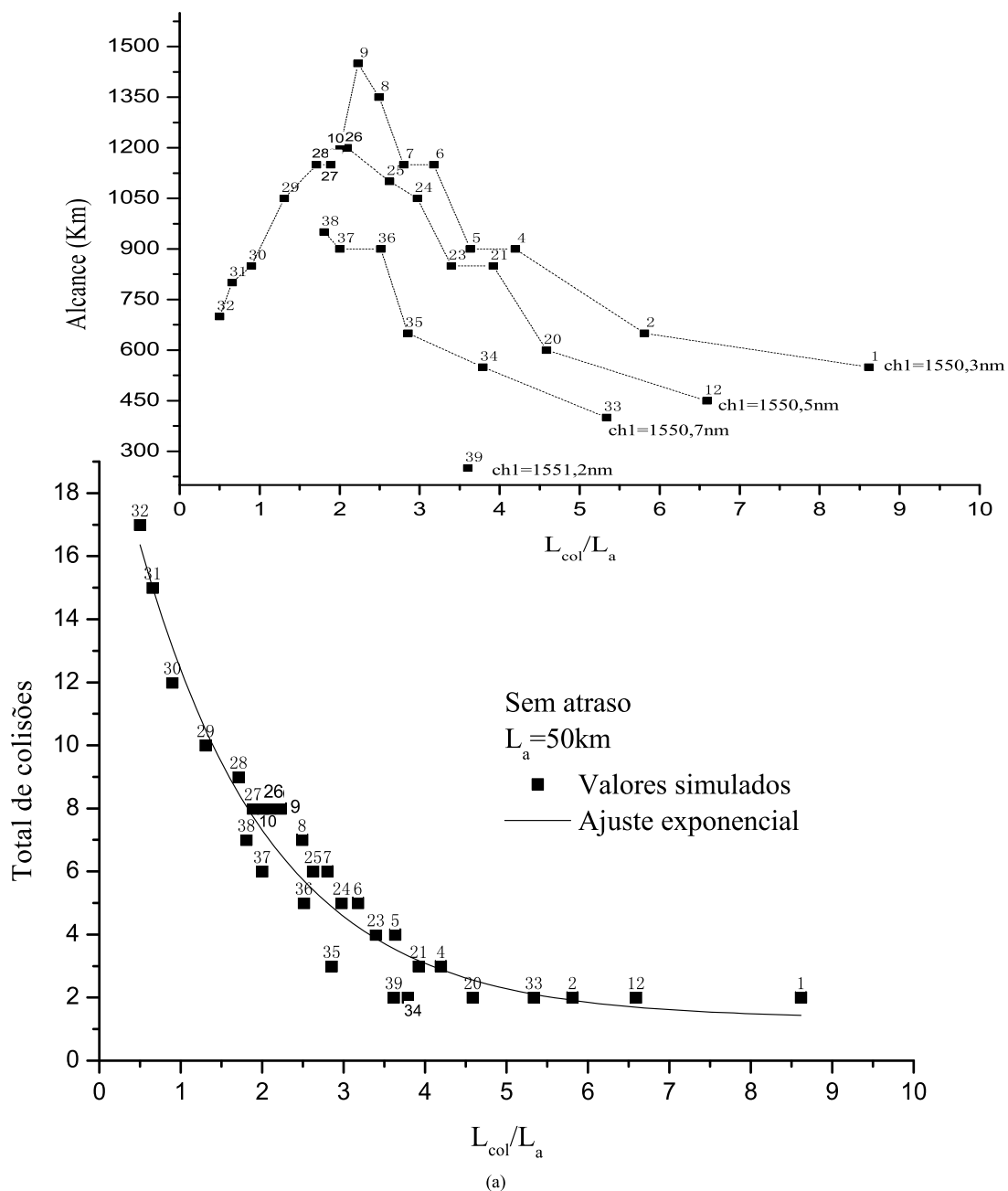


Figura 5.2: Total de colisões (completas e incompletas) em função do comprimento de colisão para uma sistema WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s com $L_a = 50$ km, sem a inserção de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes. Os pontos marcados estão relacionados na tabela 3.3. A equação de ajuste exponencial de primeira ordem é $N = A_1 \times \exp\left(-\frac{L_{col}/L_a}{t_1}\right) + N_0$, onde $A_1 = 20,432 \pm 1,077$, $t_1 = 1,626 \pm 0,169$ e $N_0 = 1,340 \pm 0,513$.

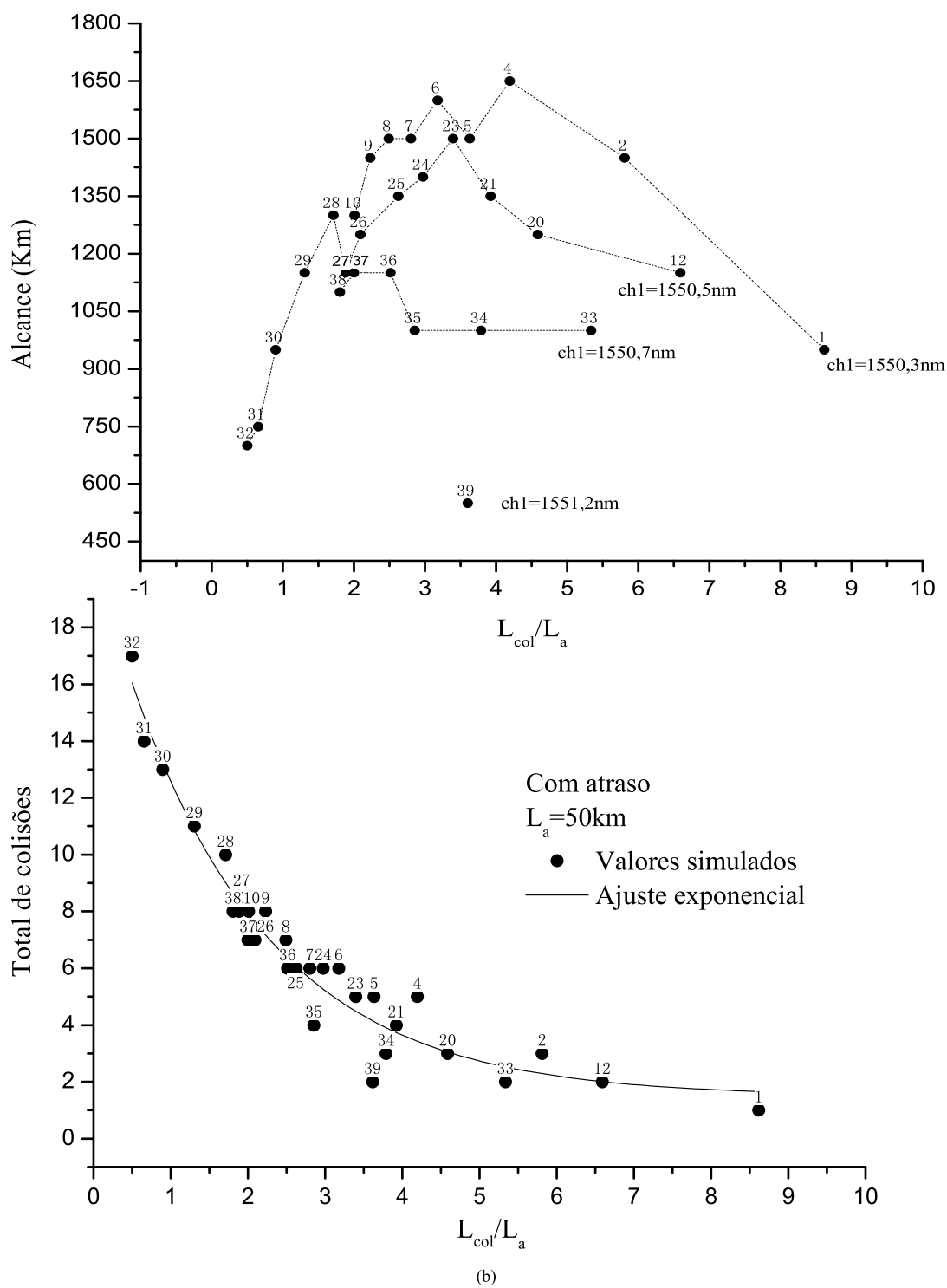
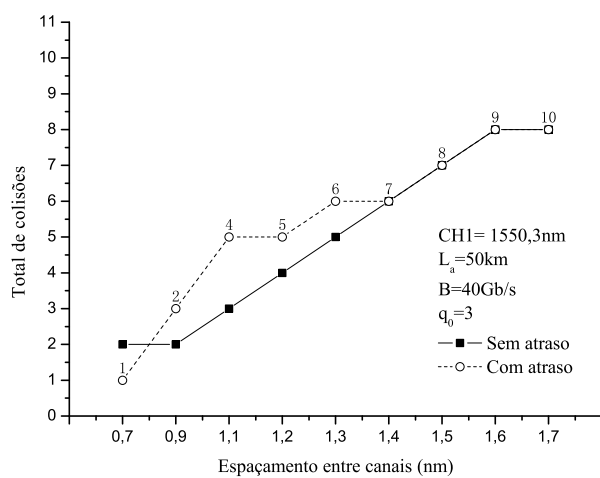
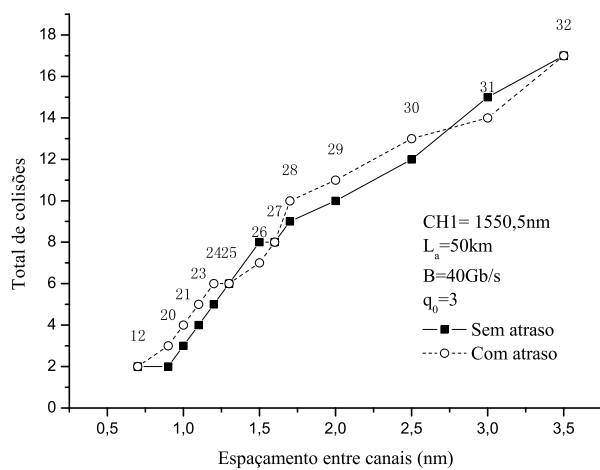


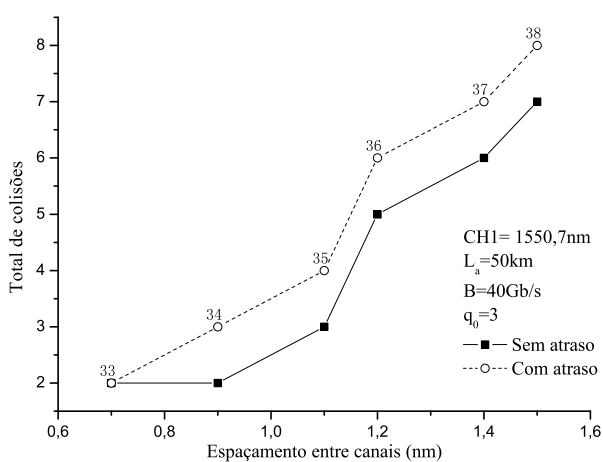
Figura 5.3: Total de colisões (completas e incompletas) em função do comprimento de colisão para uma sistema WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s com $L_a = 50$ km, com a inserção do atraso no primeiro canal. Os pontos marcados estão relacionados na tabela 3.3. A equação de ajuste exponencial de primeira ordem é $N = A_1 \times \exp\left(-\frac{L_{col}/L_a}{t_1}\right) + N_0$, onde $A_1 = 19, 128 \pm 0, 951$, $t_1 = 1, 834 \pm 0, 199$ e $N_0 = 1, 484 \pm 0, 558$.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.4: Total de colisões (completas e incompletas) em função do espaçamento entre canais para um sistema WDM solitônico de dois canais de 40 Gb/s cada, com $L_a = 50\text{ km}$, (a) $ch1 = 1550,3\text{ nm}$, (b) $ch1 = 1550,5\text{ nm}$ e (c) $ch1 = 1550,7\text{ nm}$ com e sem a inserção de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes. Os pontos marcados estão relacionados na tabela 3.3.

6 OTIMIZAÇÃO DE POTÊNCIAS PARA DOIS CANAIS

6.1 Fundamentos Teóricos

Como vimos no capítulo 2 o efeito do *chirp* causado pela dispersão é cancelado pelo *chirp* devido à resposta não linear do meio. Para o caso tratado na secção 2.2.1.3, onde apenas um canal solitônico compõe o sistema de transmissão, o efeito não-linear presente é a SPM. No entanto, quando tratamos sistemas com dois ou mais canais solitônicos outros efeitos não-lineares serão adicionados ao dimensionamento dos mesmos. Veremos neste capítulo que os efeitos não-lineares de modulação de fase cruzada, XPM, e mistura de quatro ondas, FWM, também devem ser considerados no dimensionamento da potência de entrada de cada canal solitônico. Visando uma melhor compreensão do processo, trataremos apenas o caso de dois canais solitônicos. A abordagem de mais canais será tema de trabalhos futuros. Primeiramente estudaremos o impacto causado pelo efeito da XPM no dimensionamento das potências de entrada do sistema, e nesse caso, desconsideramos os efeitos causados pela FWM. Na segunda parte deste capítulo mostraremos o impacto causado pelo FWM neste dimensionamento.

6.1.1 O Efeito SPM e XPM

Quando dois canais copropagantes com mesma taxa de transmissão e q_0 , ou seja, pulsos de mesma largura, e de diferentes comprimento de onda propagam na fibra o campo elétrico total, \mathbf{E} , linearmente polarizado ao longo de x é dado por:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{2} \hat{x} (E_1 \exp(-iw_1t) + E_2 \exp(-iw_2t)) + c.c. \quad (6.1)$$

Para o campo elétrico total descrito na equação 6.1 o índice de refração para o canal 1

num sistema WDM de dois canais será dada por:

$$n_1 = n_{01} + 2\bar{n}_2 (|E(w_1)|^2 + 2|E(w_2)|^2), \quad (6.2)$$

Onde \bar{n}_2 é dado pela equação 2.3 considerando $n_{01} \simeq n_{02} = n_0$. Analisando a equação acima temos que a primeira parcela do termo não linear se deve ao efeito de SPM e a segunda ao de XPM.

Reescrevendo a equação acima considerando a intensidade de uma onda plana dada pela equação 2.4 e n_2 dado por 2.6 teremos:

$$n_1 = n_{01} + n_2 (I_1 + 2I_2), \quad (6.3)$$

onde o índice 1 refere-se ao canal de frequência w_1 e 2 ao canal de frequência w_2 com exceção do coeficiente não linear, n_2 .

Considerando ainda a aproximação feita em 2.7 podemos escrever a equação 6.3 como:

$$n_1 = n_{01} + n_2 \left(\frac{P_1}{A_{\text{eff}}} + 2 \frac{P_2}{A_{\text{eff}}} \right). \quad (6.4)$$

Dessa forma, a constante de propagação na fibra, β , pode ser aproximadamente escrita por [33]:

$$\beta_1 = k_0 n_1 \simeq \beta_{01} + \frac{k_0 n_2}{A_{\text{eff}}} (P_1 + 2P_2), \quad (6.5)$$

onde $k_0 = w/c = \frac{2\pi}{\lambda}$, de maneira similar ao descrito na secção 2.2.1.2, com a diferença que, nesse caso, dois canais propagam na fibra.

Dada a onda incidente da forma Ae^{iw_0t} , após uma determinada distância de propagação, z , ela pode ser escrita como:

$$Ae^{i(w_0t - \beta_1 z)} = A \exp i \left[w_0t - \beta_{01}z - \frac{k_0 n_2 z}{A_{\text{eff}}} (P_1(t) + 2P_2(t)) \right]. \quad (6.6)$$

A frequência instantânea devido a efeitos não lineares, $w_{\text{nl}}(t)$, dentro do pulso é dada pela derivada de sua fase em relação ao tempo [33]:

$$w_{\text{nl}}(t) = \frac{d\phi_1}{dt} = w_{01} - \frac{k_0 n_2 z}{A_{\text{eff}}} \frac{d}{dt} (P_1(t) + 2P_2(t)). \quad (6.7)$$

Assumindo que a variação temporal de potência no pulso de cada canal, $P(t)$, seja dada por:

$$P_1(z, t) = P_{01} \exp \left[-\frac{2 \left(t - \frac{z}{v_{g1}} \right)^2}{T_0^2} \right], \quad (6.8)$$

e

$$P_2(z, t) = P_{02} \exp \left[-\frac{2 \left(t - \frac{z}{v_{g2}} \right)^2}{T_0^2} \right]. \quad (6.9)$$

Substituindo as equações 6.8 e 6.9 na equação 6.7, a frequência instantânea devido aos efeitos não lineares de SPM e XPM é:

$$w_{nl1}(t) = w_{01} + \frac{k_0 n_2 z}{A_{\text{eff}}} \left[\frac{4T_1}{T_0^2} P_{01} e^{-2T_1^2/T_0^2} + \frac{8T_2}{T_0^2} P_{02} e^{-2T_2^2/T_0^2} \right], \quad (6.10)$$

onde,

$$T_1 = t - \frac{z}{v_{g1}}$$

e

$$T_2 = t - \frac{z}{v_{g2}},$$

representam o tempo do movimento do quadro de cada canal.

Por outro lado, considerando ainda um pulso de entrada no formato Gaussiano, submetido apenas a efeitos de dispersão, a frequência instantânea dentro do envelope do pulso (canal 1) será dada pela equação 2.16:

$$w_{d1}(t) = w_{01} + \frac{2\sigma_1}{(1 + \sigma_1^2)T_0^2} T_1, \quad (6.11)$$

onde

$$\sigma_1 = \frac{2\beta_{21}z}{T_0^2}, \quad (6.12)$$

e

$$\beta_{21} = \frac{\lambda_{01}^3}{2\pi c^2} \frac{d^2 n}{d\lambda_{01}^2}. \quad (6.13)$$

Quando dois canais estão presentes a condição de propagação de um sóliton em fibra óptica será satisfeita quando o efeito de varredura em frequência provocado pela dispersão for compensado pelo efeito de varredura provocado pela SPM e XPM. Caso essa condição seja satisfeita, não haverá varredura em frequência dentro do pulso, pois os efeitos da mesma irão se cancelar e o pulso se propagará sem alterações tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. Para tanto, observamos através das equações 6.10 e 6.11 que isso somente será possível quando $\beta_2 < 0$, ou seja, o coeficiente de dispersão for negativo, similarmente ao caso de apenas um canal solitônico. Teremos então:

$$\frac{4k_0 n_2 z}{A_{\text{eff}} T_0^2} \left[T_1 P_{01} \exp \left(\frac{-2T_1^2}{T_0^2} \right) + 2T_2 P_{02} \exp \left(\frac{-2T_2^2}{T_0^2} \right) \right] - \frac{2|\sigma_1|}{(1 + \sigma_1^2)T_0^2} T_1 = 0.$$

Assumindo que $\sigma_1 \ll 1$ teremos:

$$T_1 P_{01} \exp \left(\frac{-2T_1^2}{T_0^2} \right) + 2T_2 P_{02} \exp \left(\frac{-2T_2^2}{T_0^2} \right) = \frac{|\beta_{21}| A_{\text{eff}} \lambda_{01} T_1}{2\pi n_2 T_0^2}. \quad (6.14)$$

Portanto,

$$P_{01} = \exp\left(\frac{2T_1^2}{T_0^2}\right) \left[\frac{|\beta_{21}|A_{\text{eff}}\lambda_{01}}{2\pi n_2 T_0^2} - 2P_{02} \frac{T_2}{T_1} \exp\left(\frac{-2T_2^2}{T_0^2}\right) \right]. \quad (6.15)$$

Adotando o mesmo procedimento acima exposto para o canal 2, onde:

$$n_2 = n_{02} + n_2 (I_2 + 2I_1), \quad (6.16)$$

teremos:

$$T_2 P_{02} \exp\left(\frac{-2T_2^2}{T_0^2}\right) + 2T_1 P_{01} \exp\left(\frac{-2T_1^2}{T_0^2}\right) = \frac{|\beta_{22}|A_{\text{eff}}\lambda_{02}T_2}{2\pi n_2 T_0^2}. \quad (6.17)$$

Portanto,

$$P_{02} = \exp\left(\frac{2T_2^2}{T_0^2}\right) \left[\frac{|\beta_{22}|A_{\text{eff}}\lambda_{02}}{2\pi n_2 T_0^2} - 2P_{01} \frac{T_1}{T_2} \exp\left(\frac{-2T_1^2}{T_0^2}\right) \right]. \quad (6.18)$$

Observando as equações 6.15 e 6.18 podemos verificar que o processo de XPM induz uma correção da potência de entrada do sóliton, pois a primeira parcela entre colchetes corresponde à potência do sistema solitônico submetido apenas aos efeitos da SPM, conforme pode ser observado na equação 2.19. Podemos concluir então que o efeito de *chirp* provocado pela XPM juntamente com o provocado pela SPM irão compensar os efeitos de dispersão da fibra dando origem ao pulso solitônico.

6.1.1.1 Análise de Resultados

Visando analisar a penalidade de potência imposta pelo efeito de XPM no dimensionamento das potências de entrada foram realizadas duas etapas distintas de simulações. Na primeira foram efetuadas simulações de sistemas solitônicos isolados com todos os canais utilizados no sistema WDM solitônico. Os resultados obtidos para os valores de potências de entrada por canal foram mostrados no capítulo 3, secção 3.3. Na segunda etapa foram realizadas algumas simulações de sistemas WDM solitônicos de dois canais desconsiderando os efeitos provocados pela FWM. A otimização das potências de entrada por canal, nessa segunda etapa, foi feita seguindo o procedimento que será descrito na próxima secção.

Os resultados dessas otimizações de potências efetuadas nas duas etapas acima descritas podem ser vistos na figura 6.1. Podemos observar que quando os canais solitônicos são utilizados no sistema WDM, a potência dos mesmos sofre alterações impostas pela XPM. Isso porque o processo de XPM deve ser considerado juntamente com a SPM no cálculo da potência de entrada de cada canal no sistema WDM solitônico. Ou seja, a potência de um canal irá contribuir para o outro canal de tal forma a compensar os efeitos de dispersão

dando origem ao pulso solitônico. Podemos observar isso através do gráfico, pois a potência do canal trafegando isoladamente é maior que o mesmo canal no sistema WDM solitônico.

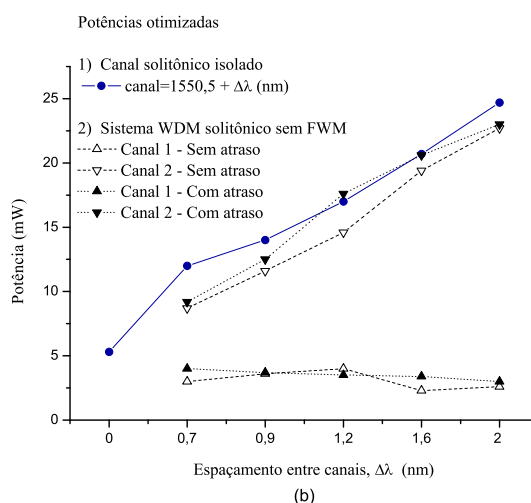
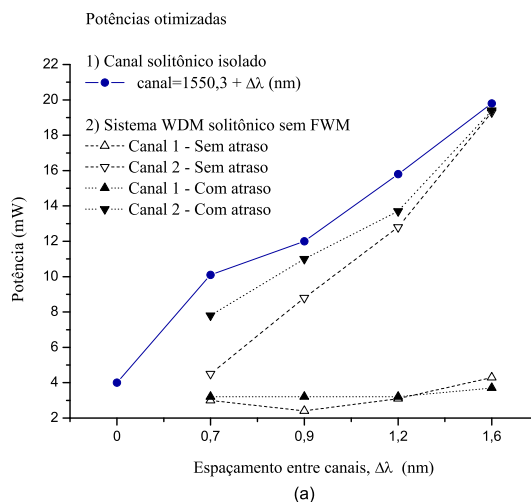


Figura 6.1: Potências de entrada otimizadas por canal através de simulações numéricas: (1) para o canal solitônico trafegando isoladamente no sistema (em função do comprimento de onda) (2) para o par de canais no sistema WDM solitônico (em função da variação do espaçamento entre canais). Estes resultados desconsideram os efeitos de FWM. Para $L_a = 50$ km e (a) $ch1 = 1550,3$ nm (b) $ch1 = 1550,5$ nm.

6.1.2 O Efeito FWM

Como vimos na secção 2.3.3.2 nosso sistema está operando em uma condição onde as ondas geradas por FWM possuem valores de energia consideráveis [73]. Assim para alimentar o sistema solitônico, ou seja, inserir canais com potências de entrada suficientes para compensar a dispersão, teremos que projetar novamente a potência de entrada tendo em vista que em sistemas reais, sem gerenciamento de dispersão ou filtros, parte da energia dos canais é transferida para as ondas geradas por processo de FWM [71]. Além disso as ondas geradas por FWM estão contribuindo, modulando a fase dos canais, através do efeito de XPM.

Portanto, na situação onde os efeitos de FWM também são considerados, a correção a ser efetuada na potência de entrada causada pela FWM e pela XPM simultaneamente foi obtida através de simulações numéricas conforme procedimento descrito a seguir. O cálculo da expressão analítica para as potências de entrada considerando FWM e XPM é um dos trabalhos futuros sugeridos nesta dissertação.

6.1.2.1 Procedimento Prático para o Projeto de Sistemas WDM Solitônicos Reais

No projeto de sistemas WDM solitônicos de dois canais todos os efeitos lineares e não lineares devem ser considerados visando alcançar resultados cada vez mais próximos dos obtidos em sistemas reais. Devido à complexidade desses sistemas reais devemos adicionar às NLSEs descritas anteriormente, equações 2.57 e 2.58, novos termos que irão representar outros fenômenos não lineares representativos, inclusive o de FWM. Resolver a NLSE completa [70] não é trivial. Para tanto, utilizam-se métodos numéricos como o algoritmo de Split-step Fourier [70] adotado no simulador utilizado em nossas simulações.

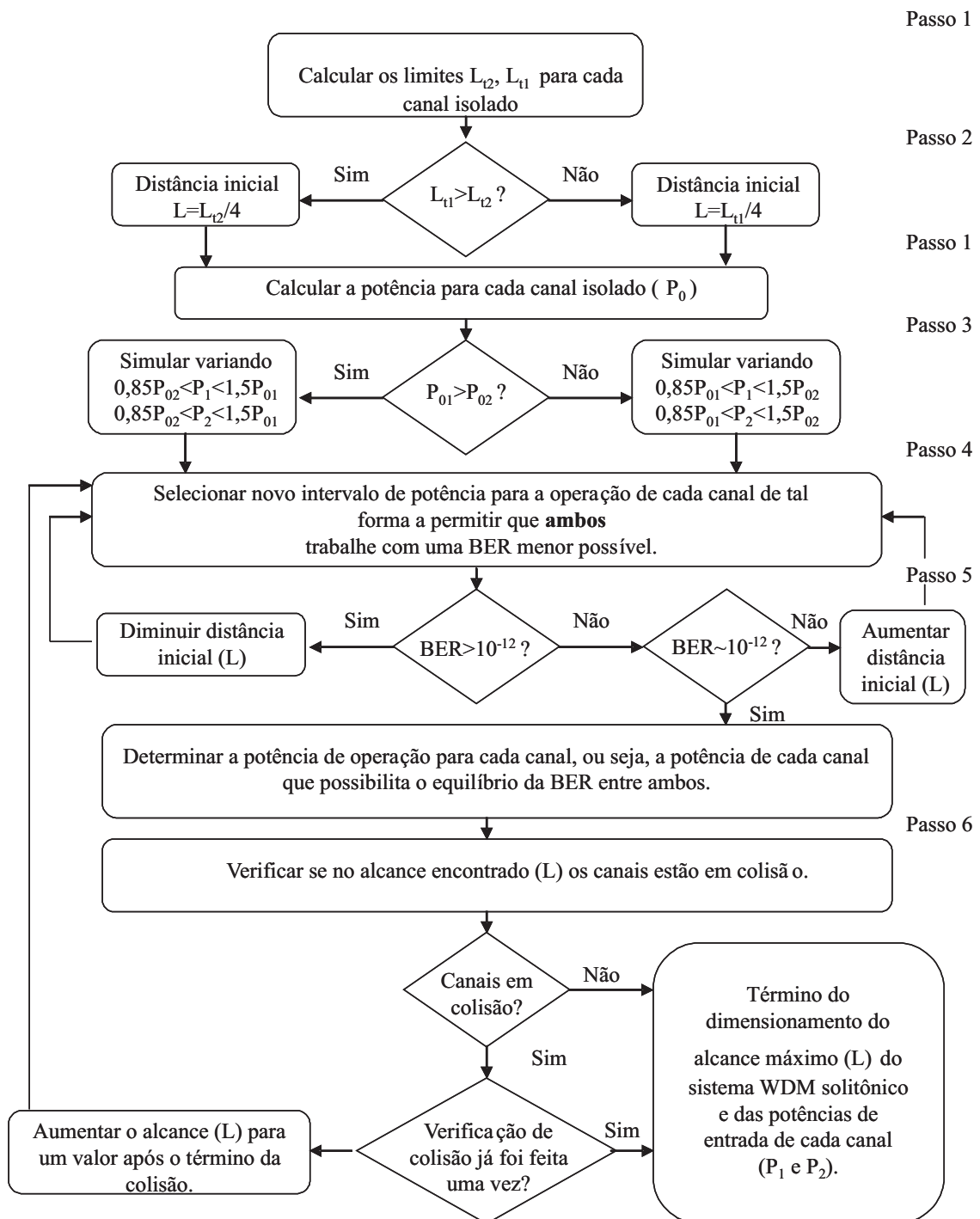
Consideramos que a potência de entrada ideal, para cada canal no sistema, é aquela que permite aos dois canais alcançarem simultaneamente a maior distância com BER aproximadamente igual 10^{-12} .

O procedimento prático utilizado para determinarmos as potências de entrada dos dois canais para a operação otimizada do sistema segue o procedimento representado no fluxograma da figura 6.2 e descrito a seguir. É importante salientarmos que durante as simulações utilizamos o modelo matemático de propagação do pulso em fibra monomodo consagrado (NLSE completa) e um método de solução numérica reconhecido (Algoritmo de Split-step Fourier), conforme descrito anteriormente.

Procedimento Básico de Projeto:

1. Calcular a potência de entrada (equação 2.47), o limite de Gordon-Haus (equação 2.49) e o limite para interações entre pulsos de um mesmo canal (equação 2.48), para cada

- canal operar no regime solitônico isoladamente.
2. Selecionar o menor limite dentre os dois calculados. Considerar um alcance inicial de aproximadamente $1/4$ do menor limite entre os dois canais em operação.
 3. Simular os dois canais variando suas potências de entrada, aproximadamente 0,85 da menor potência calculada à aproximadamente 1,5 da maior potência calculada. Para minimizar os esforços computacionais esta variação, neste momento, não necessita ser muito precisa, conforme pode ser observado na figura 6.3.
 4. Determinar as potências de operação aproximadas para cada canal, diminuindo assim, o limite de simulação proposto no item anterior.
 5. Diminuir (se os valores de BER forem muito altos) ou aumentar (caso os valores de BER forem muito baixos) o alcance do sistema até que a variação proposta no item 3 produza resultados de BER em torno de 10^{-12} , conforme exemplo mostrado através das figuras 6.4 e 6.5.
 6. Calcular o número de colisões e determinar se para o maior alcance encontrado os dois pulsos estão em colisão. Caso o alcance encontrado coincida com um ponto de colisão ele pode ser um pseudo ponto ótimo, mascarado pela colisão final do pulso, conforme pode ser observado através da figura 6.6. Nesse caso, aumente a distância para um valor após o término da colisão, conforme exemplo da figura 6.7, garantindo com isso o alcance máximo do sistema de dois canais.
 7. A implementação da técnica de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes exige que todo o procedimento acima seja refeito, pois as potências ótimas para operação do sistema são modificadas. No entanto, nesse momento, a distância inicial poderá ser de $1/2$ do limite de Gordon Hauss do canal de maior comprimento de onda entre os dois canais em operação. Caso o limite de interação entre canais seja menor que o limite de Gordon Hauss, ele deverá ser a referência e não este último. Visando diminuir o esforço computacional, conhecidos os valores de potência por canal otimizados sem a utilização da técnica de atraso, o terceiro passo desse procedimento pode ser modificado, variando a potência de cada canal em torno da potência encontrada em cada canal sem a inserção do atraso, conforme exemplificado através das figuras 6.8 e 6.9. A variação do canal 1 poderá ser do valor de potência encontrado sem o atraso inicial à aproximadamente o dobro dele. Já a potência do segundo canal (de maior comprimento de onda) variará de 0,5 a 1,5 do valor encontrado sem atraso.



Legenda:

L_{12} = Limite da interação entre pulsos

L_{11} = Limite de Gordon Haus

L = Alcance máximo do sistema WDM solitônico (a ser otimizado)

P_{01} = Potência calculada para o canal 1 trafegando isoladamente

P_{02} = Potência calculada para o canal 2 trafegando isoladamente

P_1 = Potência do canal 1 no sistema WDM (a ser otimizada)

P_2 = Potência do canal 2 no sistema WDM (a ser otimizada)

Figura 6.2: Procedimento prático utilizado para a otimização das potências de entrada para um sistema WDM solitônico de dois canais. Os passos citados ao longo do fluxograma estão descritos na subseção de procedimento básico de projeto.

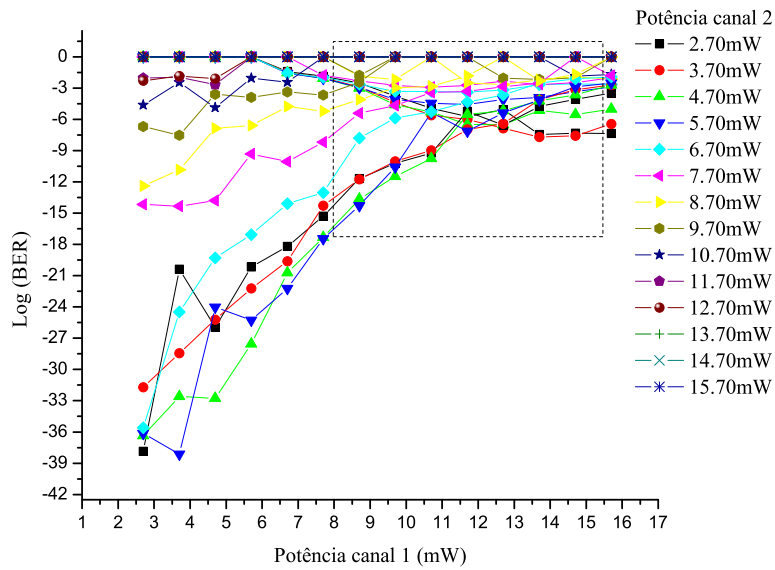


Figura 6.3: Primeira tentativa de otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico, para $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$, $ch2 = 1551,6 \text{ nm}$, $L_a = 50 \text{ km}$ e alcance de 1150 km.

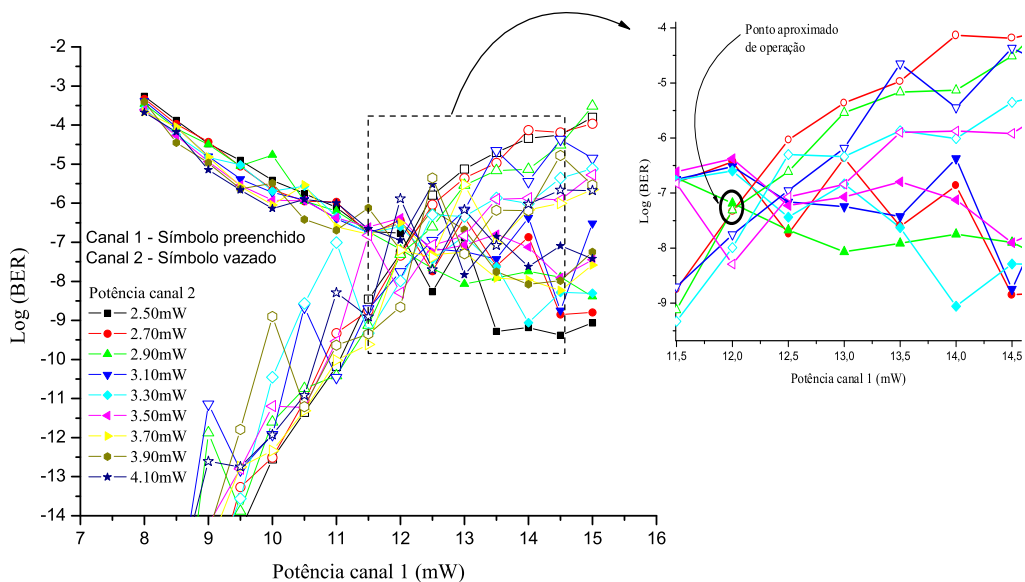


Figura 6.4: Segunda tentativa de otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico, para $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$, $ch2 = 1551,6 \text{ nm}$, $L_a = 50 \text{ km}$ e alcance de 1000 km.

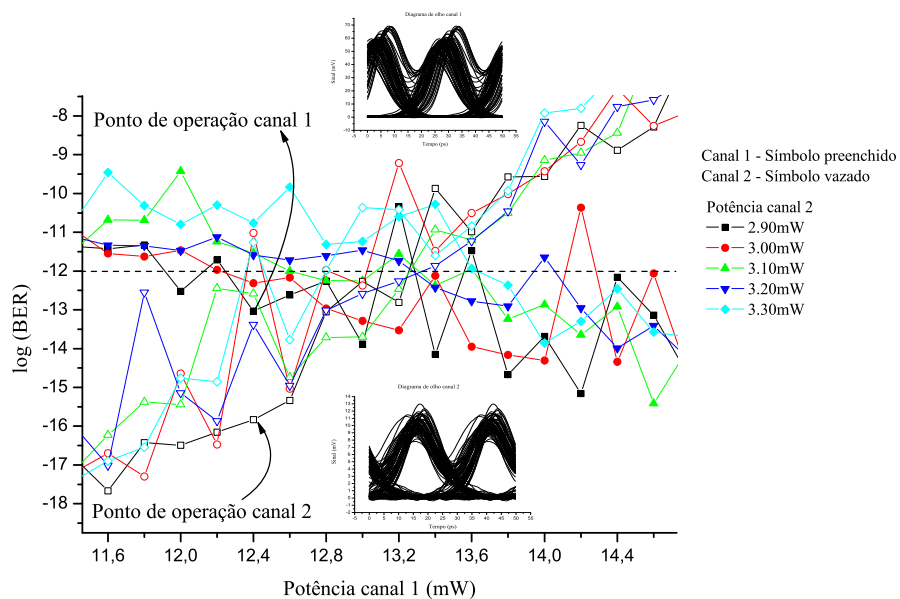


Figura 6.5: Refinamento da otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico, para $ch1 = 1550,5$ nm, $ch2 = 1551,6$ nm, $L_a = 50$ km e alcance de 850 km.

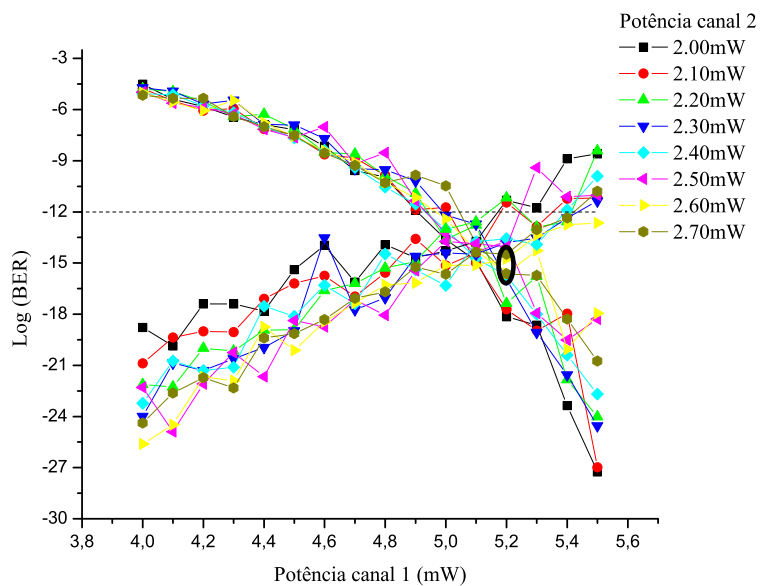


Figura 6.6: Pseudo-alcance máximo do sistema. Otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico com atraso inicial de 15 ps para alcance de 975 km; canais $ch1 = 1550,5$ nm e $ch2 = 1551,2$ nm e $L_a = 25$ km.

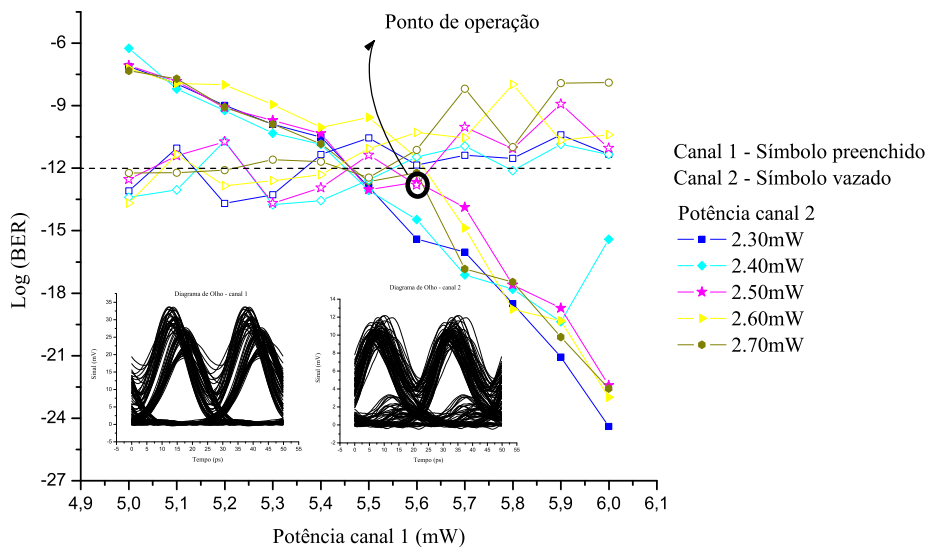


Figura 6.7: Alcance máximo do sistema. Otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico com atraso inicial de 15 ps para alcance de 1175 km; canais $ch1 = 1550,5$ nm e $ch2 = 1551,2$ nm e $L_a = 25$ km.

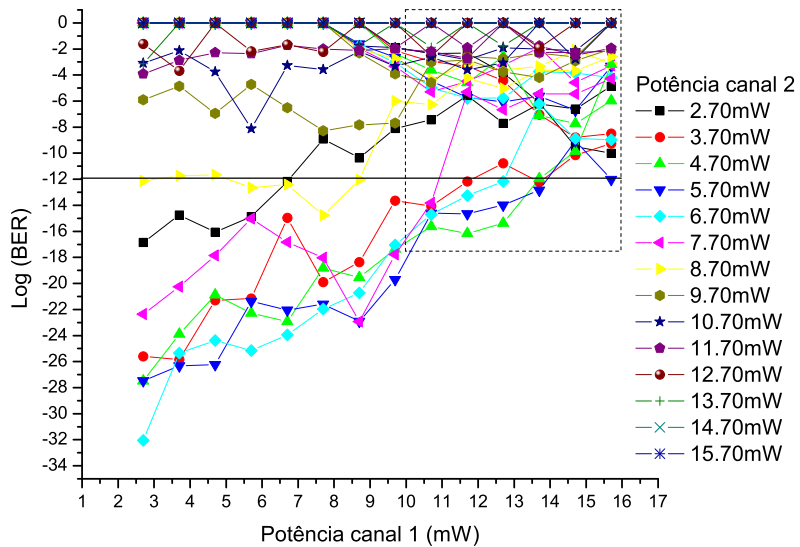


Figura 6.8: Primeira tentativa de otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico com atraso inicial inserido no canal 1 de 15 ps; para $ch1 = 1550,5$ nm; $ch2 = 1551,6$ nm; $L_a = 50$ km e alcance de 1750 km.

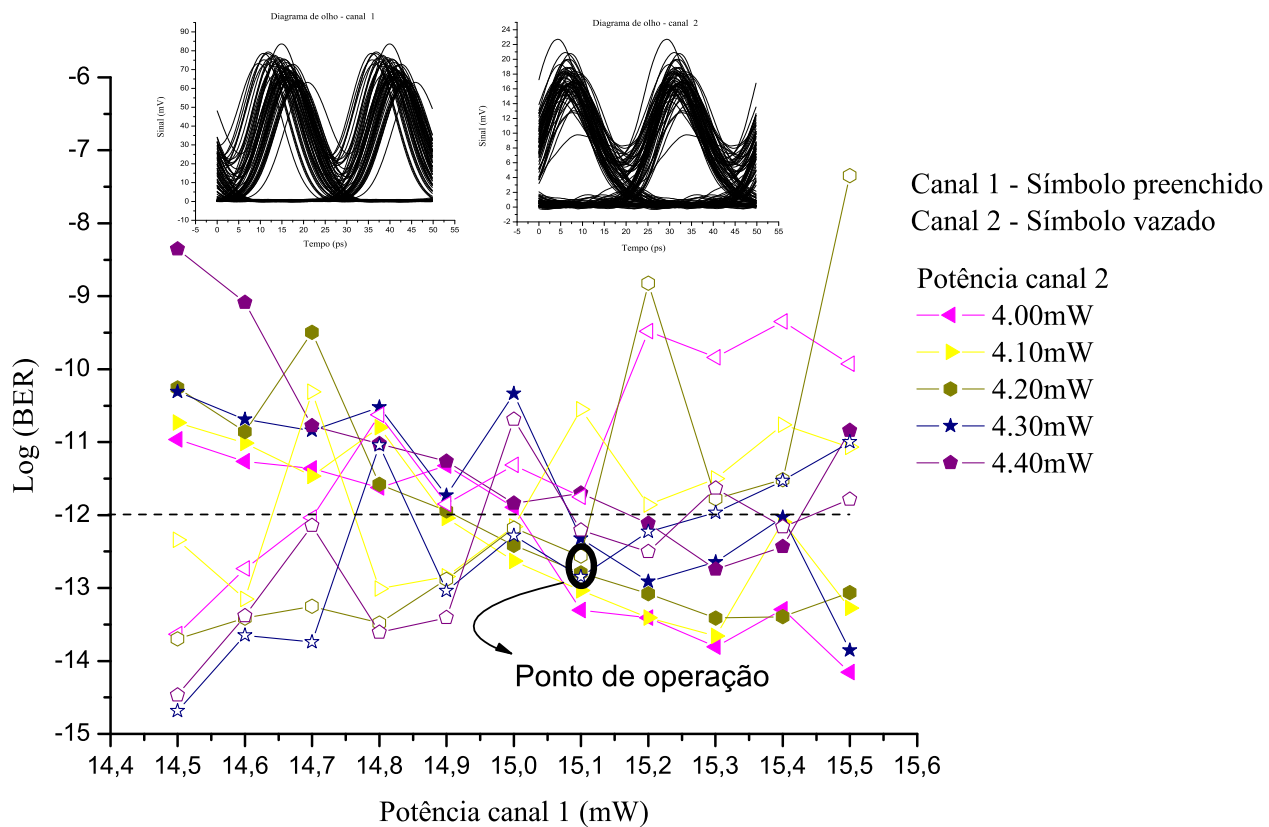


Figura 6.9: Otimização da potência de entrada por canal do sistema WDM solitônico com atraso inicial inserido no canal 1 de 15 ps; para $ch1 = 1550,5 \text{ nm}$; $ch2 = 1551,6 \text{ nm}$; $L_a = 50 \text{ km}$ e alcance de 1500 km.

6.2 Resultados - Sistemas WDM Solitônicos Simulados

O procedimento exposto na secção anterior foi utilizado para otimizar todas as potências por par de canais relacionadas na tabela 6.1, e os respectivos dados de cada par de canais foram fornecidos no capítulo 3, tabela 3.3. Os resultados podem ser vistos através das figuras 6.10, 6.11, 6.12 e 6.13.

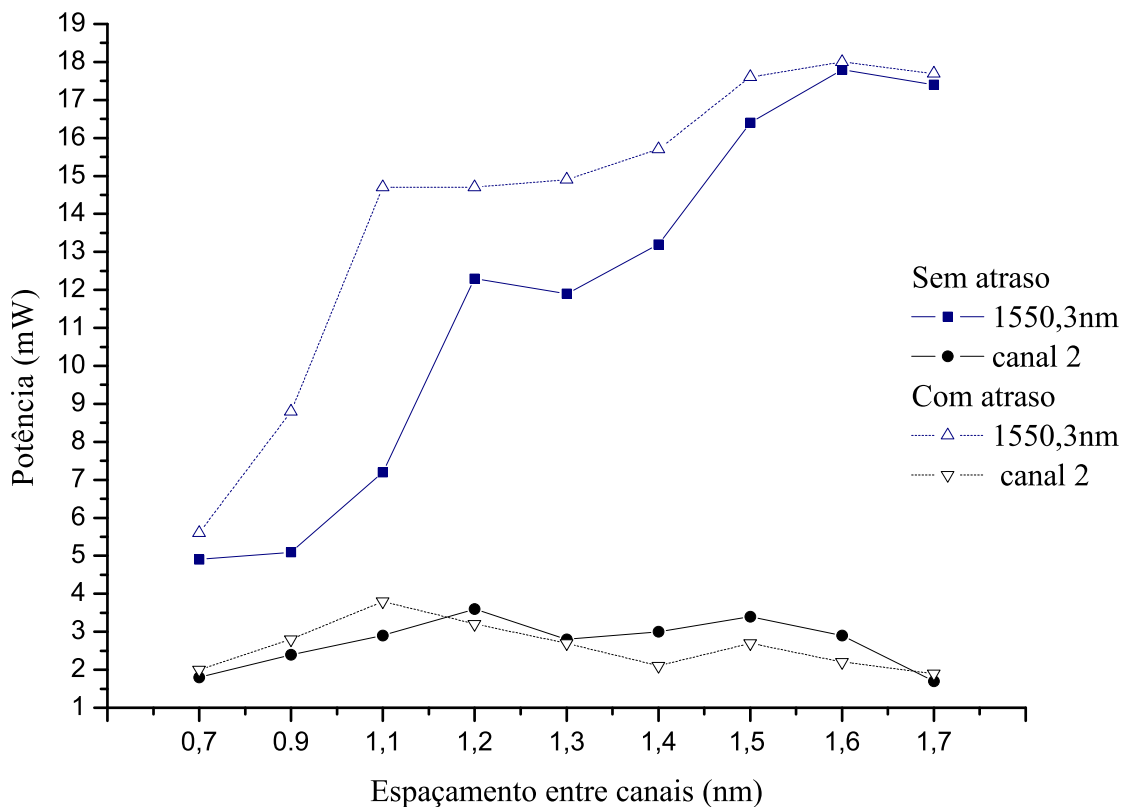


Figura 6.10: Potências de entrada otimizadas por canal, em um sistema WDM solitônico, em função do espaçamento entre canais sem e com a inserção do atraso inicial entre os canais, considerando o primeiro canal de 1550,3 nm, $L_a = 50$ km, sendo os demais parâmetros listados nas tabelas 3.1 e 3.3.

Comparando os resultados apresentados nas figuras 6.10 e 6.11 com os apresentados na figura 6.1 podemos observar uma alteração significativa nas potência de entrada de cada canal com e sem FWM. Essa diferença se deve, dentre outros fatores, à:

- Penalidade de perda de energia imposta pelo processo de FWM. Conforme previsto no capítulo 2 secção 2.3.3.2 a FWM penaliza o sistema WDM através da perda de energia

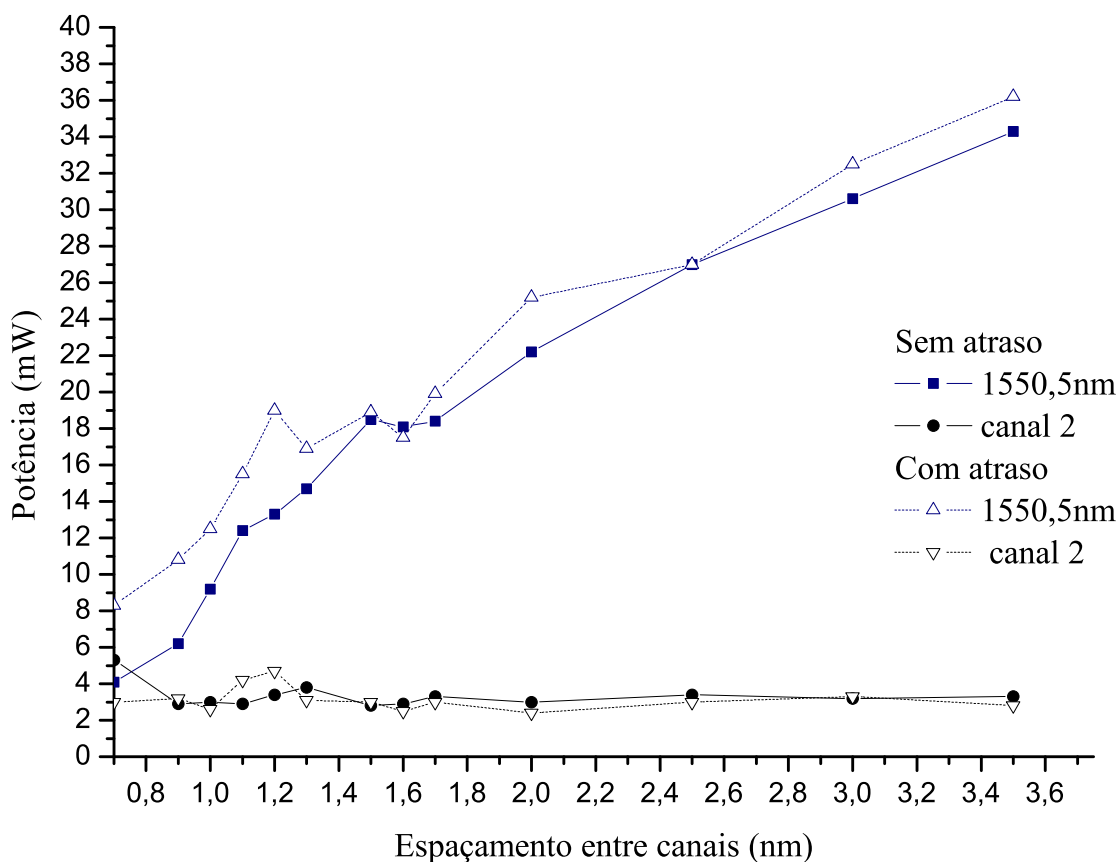


Figura 6.11: Potências de entrada otimizadas por canal, em um sistema WDM solitônico, em função do espaçamento entre canais sem e com a inserção do atraso inicial entre os canais, considerando o primeiro canal de 1550,5 nm, $L_a = 50$ km, sendo os demais parâmetros listados nas tabelas 3.1 e 3.3.

dos canais que será absorvida pela novas ondas geradas.

- XPM entre canais e ondas geradas. As ondas geradas por FWM trafegam no sistema de transmissão podendo colidir com os canais, provocando modulação de fase cruzada, como vimos na secção 6.1.1.

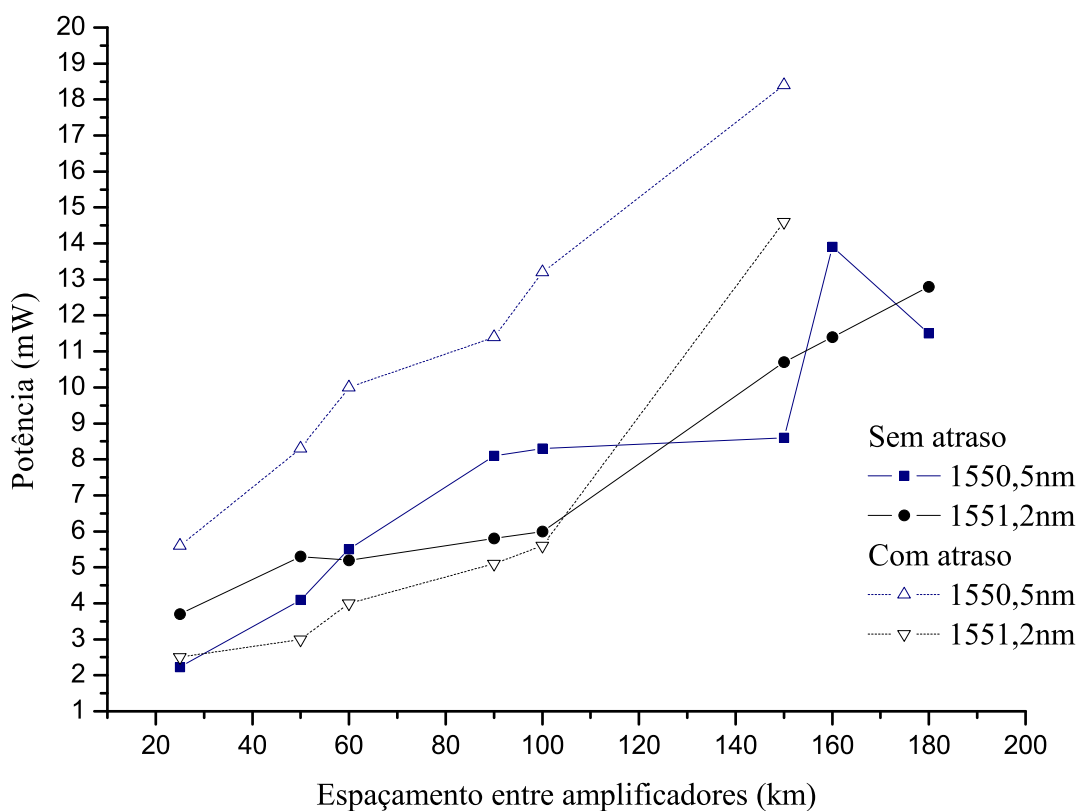


Figura 6.12: Potências de entrada otimizadas por canal, em um sistema WDM solitônico, em função do espaçamento entre amplificadores sem e com a inserção do atraso inicial entre os canais, considerando o primeiro canal de 1550,5 nm, $\Delta\lambda = 0,7$ nm, sendo os demais parâmetros listados nas tabelas 3.1 e 3.3.

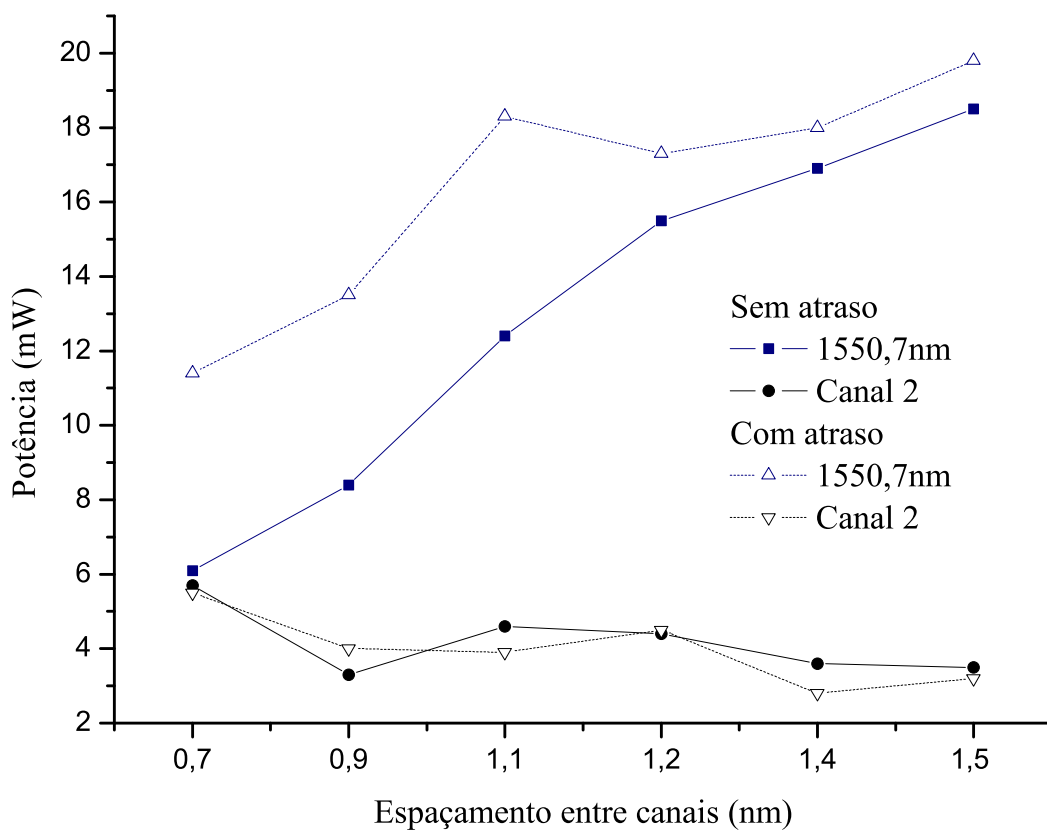


Figura 6.13: Potências de entrada otimizadas por canal, em um sistema WDM solitônico, em função do espaçamento entre canais solitônico, sem e com a inserção do atraso inicial entre os canais, considerando o primeiro canal de 1550,7 nm, $L_a = 50$ km, sendo os demais parâmetros listados nas tabelas 3.1 e 3.3.

Tabela 6.1: Potências de entrada otimizadas para operação do sistema WDM solitônico

Simulação	Canal ₁	Canal ₂	Sem atraso				Com atraso			
			P_1		P_2		P_1		P_2	
vide tabela 3.3	(nm)	(nm)	(mW)	(dBm)	(mW)	(dBm)	(mW)	(dBm)	(mW)	(dBm)
1	1550,3	1551,0	4,9	6,9	1,8	2,6	5,6	7,5	2,0	3,0
2	1550,3	1551,2	5,1	7,1	2,4	3,8	8,8	9,4	2,8	4,5
3	1550,3	1551,4	4,7	6,7	2,0	3,0	7,3	8,6	2,3	3,6
4	1550,3	1551,4	7,2	8,6	2,9	4,6	14,7	11,7	3,8	5,8
5	1550,3	1551,5	12,3	10,9	3,6	5,6	14,7	11,7	3,2	5,1
6	1550,3	1551,6	11,9	10,8	2,8	4,5	14,9	11,7	2,7	4,3
7	1550,3	1551,7	13,2	11,2	3,0	4,8	15,7	12,0	2,1	3,2
8	1550,3	1551,8	16,4	12,1	3,4	5,3	17,6	12,5	2,7	4,3
9	1550,3	1551,9	17,8	12,5	2,9	4,6	18,0	12,6	2,2	3,4
10	1550,3	1552,0	17,4	12,4	1,7	2,3	17,7	12,5	1,9	2,8
11	1550,5	1551,2	2,2	3,5	3,7	5,7	5,6	7,5	2,5	4,0
12	1550,5	1551,2	4,1	6,1	5,3	7,2	8,3	9,2	3,0	4,8
13	1550,5	1551,2	5,5	7,4	5,2	7,2	10,0	10,0	4,0	6,0
14	1550,5	1551,2	8,1	9,1	5,8	7,6	11,4	10,6	5,1	7,1
15	1550,5	1551,2	8,3	9,2	6,0	7,8	13,2	11,2	5,6	7,5
16	1550,5	1551,2	8,6	9,3	10,7	10,3	18,4	12,6	14,6	11,6
17	1550,5	1551,2	13,9	11,4	11,4	10,6	-	-	-	-
18	1550,5	1551,2	11,5	10,6	12,8	11,1	-	-	-	-
19	1550,5	1551,4	3,8	5,8	1,8	2,6	7,8	8,9	2,4	3,8
20	1550,5	1551,4	6,2	7,9	2,9	4,6	10,8	10,3	3,2	5,1
21	1550,5	1551,5	9,2	9,6	3,0	4,8	12,5	11,0	2,6	4,1
22	1550,5	1551,6	8,0	9,0	1,8	2,6	9,7	9,9	2,4	3,8
23	1550,5	1551,6	12,4	10,9	2,9	4,6	15,5	11,9	4,2	6,2
24	1550,5	1551,7	13,3	11,2	3,4	5,3	19,0	12,8	4,7	6,7
25	1550,5	1551,8	14,7	11,7	3,8	5,8	16,9	12,3	3,1	4,9
26	1550,5	1552,0	18,5	12,7	2,8	4,5	18,9	12,8	3,0	4,8
27	1550,5	1552,1	18,1	12,6	2,9	4,6	17,5	12,4	2,5	4,0
28	1550,5	1552,2	18,4	12,6	3,3	5,2	19,9	13,0	3,0	4,8
29	1550,5	1552,5	22,2	13,5	3,0	4,8	25,2	14,0	2,4	3,8
30	1550,5	1553,0	27,0	14,3	3,4	5,3	27,0	14,3	3,0	4,8
31	1550,5	1553,5	30,6	14,9	3,2	5,1	32,5	15,1	3,3	5,2
32	1550,5	1554,0	34,3	15,4	3,3	5,2	36,2	15,6	2,8	4,5
33	1550,7	1551,4	6,1	7,9	5,7	7,6	11,4	10,6	5,5	7,4
34	1550,7	1551,6	8,4	9,2	3,3	5,2	13,5	11,3	4,0	6,0
35	1550,7	1551,8	12,4	10,9	4,6	6,6	18,3	12,6	3,9	5,9
36	1550,7	1551,9	15,5	11,9	4,4	6,4	17,3	12,4	4,5	6,5
37	1550,7	1552,1	16,9	12,3	3,6	5,6	18,0	12,6	2,8	4,5
38	1550,7	1552,2	18,5	12,7	3,5	5,4	19,8	13,0	3,2	5,1
39	1551,2	1551,9	10,0	10,0	5,8	7,6	11,9	10,8	6,3	8,0

7 CONCLUSÕES

A utilização de sistemas WDM solitônicos apresenta-se no cenário mundial como uma alternativa interessante para aumentar a taxa de transmissão oferecida aos consumidores, utilizando a infra-estrutura e os cabos ópticos já instalados. Isso viabiliza o aumento de largura de banda disponível por consumidor a baixo custo ¹, podendo contribuir para o alcance da meta de universalização dos serviços de telecomunicações almejada pelos brasileiros. Attingir esta meta significa possibilitar não somente a comunicação de sinais de voz, mas também, vídeo e dados entre os brasileiros, bem como entre eles e os habitantes de todo o planeta. Significa integrar um país de grande dimensão e muitos problemas, mas rico em diversidade cultural, educacional, científica e tecnológica.

Neste trabalho propomos soluções inovadoras que podem contribuir para essa integração, utilizando recursos simples, mas que atendem muitas situações. Verificamos, através de simulações, que sistemas WDM solitônicos de dois canais, operando em fibras DSF² e próximo do zero de dispersão, podem ser utilizados na interligação de diversas cidades sem necessitar de intervenções no enlace de transmissão, otimizando adequadamente os canais a serem utilizados. Visando atender uma quantidade maior de casos (distâncias a serem interligadas com a mesma taxa), mostramos que técnicas de gerenciamento de colisão podem ser empregadas, dispensando, também, a modificação do enlace de transmissão.

Dentre os resultados obtidos neste trabalho podemos destacar os seguintes pontos:

- Sistemas WDM solitônicos de 80 Gb/s utilizando dois canais, sem o uso de técnicas como gerenciamento de dispersão ou filtros, são possíveis desde que a potência de cada canal seja otimizada visando o melhor desempenho do sistema. Seu alcance é limitado principalmente pelos efeitos degradativos do canal de maior comprimento de

¹O custo referenciado é tomado em relação à implantação de novas redes para atingir o mesmo objetivo de demanda de taxa por localidade.

²Podemos estimar que muitas fibras do tipo DSF tenham sido instaladas no Brasil e no mundo.

onda. Podem ser aplicados em situações cujo alcance máximo exigido seja em torno de 1000 km, desde que observado o espaçamento entre amplificadores e entre canais a ser adotado.

- A técnica de gerenciamento de colisão incompleta proposta neste trabalho, através da inserção de um atraso inicial entre os pulsos de canais diferentes, permite aumentar consideravelmente o alcance do sinal transmitido, desde que o sistema esteja corretamente otimizado e atenda à condição em que o comprimento de colisão seja maior que duas vezes o comprimento de amplificação ($L_{col} > 2L_a$). Essa técnica proposta atua eliminando os efeitos degradativos causados pela colisão incompleta inicial, minimizando os efeitos da FWM e XPM. Sua utilização, bem como a análise da última colisão entre pulsos de canais diferentes, pode permitir ao sistema otimizado aumentar seu alcance, melhorando assim o seu desempenho. Pode ser empregada, por exemplo, para uma taxa de 2×40 Gb/s, na interligação de cidades separadas por aproximadamente 1600 km.
- Quanto menor o espaçamento entre canais utilizado, maior será o ganho em alcance do sistema com a inserção da técnica de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes, podendo dobrar o alcance do mesmo, configurando uma situação interessante tendo em vista que quanto menor o espaçamento entre canais, maior o número deles que poderão ser alocados em um determinado intervalo espectral.
- Uma das grandes vantagens do uso de técnicas de gerenciamento de colisão, proposta neste trabalho, em sistemas WDM solitônicos é permitir um melhor desempenho dos mesmos atuando apenas nos transmissores e não no enlace.
- Sistemas de 2×40 Gb/s otimizados operando em fibras DSF, na banda C e próximos do zero de dispersão podem alcançar em torno de 1600 km, dependendo do espaçamento entre canais e dos canais projetados. É importante destacar que, utilizando somente a técnica de gerenciamento da colisão entre canais, em sistemas WDM solitônicos, é possível viabilizar um produto BL (taxa \times alcance) de 128.000 Gb/s km, à baixo custo³.
- Mostramos que é possível estimar o alcance de um sistema de dois canais, a partir do número máximo de colisões que podem ocorrer durante a transmissão de dois canais solitônicos, mantendo uma BER (taxa de erro por bit) aceitável.
- Através deste trabalho propomos o conceito de gerenciamento de colisão. Estudamos uma técnica para o gerenciamento de colisões incompletas e duas para o gerenciamento

³O custo citado é tomado em relação à implantação de novas redes ou à modificações externas em redes já existentes para atingir o mesmo valor de taxa de transmissão.

de colisões completas. Outro exemplo do uso do gerenciamento de colisão completa ao longo do enlace é a técnica proposta por Matsuzono [74]. Em sua proposta ele utiliza um atraso inicial entre pulsos para minimizar os efeitos das colisões ao longo do percurso de transmissão, projetando o sistema de tal forma que o espaçamento entre amplificadores seja igual ao comprimento de colisão, o que se aplica a redes ainda não implantadas, bem diferente da proposta deste trabalho. O trabalho de Matsuzono, consiste na realidade de uma técnica de gerenciamento de colisão ao longo do enlace de transmissão.

Durante e após o desenvolvimento deste trabalho verificamos outras propostas de trabalhos que poderão contribuir para a evolução dos estudos de sistemas WDM solitônicos:

- Desenvolver outras técnicas para melhorar o desempenho de sistemas WDM solitônicos, a partir do conceito de gerenciamento de colisão proposto neste trabalho.
- Estudar e propor outras técnicas de gerenciamento de colisão que melhorem o desempenho de sistemas WDM solitônicos utilizando outros tipos de fibras diferentes da DSF (NZDSF e convencionais) operando próximo e/ou não do zero de dispersão.
- Desenvolver critérios de projetos para quaisquer sistemas WDM solitônicos visando minimizar a variação de potência durante a transmissão e colisão dos sinais no enlace, visando a alcançar a simetria das colisões nos sistemas.
- Verificar o efeito da técnica de atraso inicial entre pulsos de canais diferentes em sistemas WDM solitônicos com mais de 2 canais.
- Estudar a utilização da inserção do atraso inicial em sistemas WDM solitônicos que já possuem outras técnicas de minimização de efeitos físicos degradativos do desempenho do sistema, como por exemplo, filtros de frequência variável inseridos ao longo do enlace e gerenciamento de dispersão.
- Estudar o efeito da variação do PMD em sistemas solitônicos com gerenciamento de colisão.
- Desenvolver um estudo quantitativo do efeito do FWM e XPM no dimensionamento das potências de entrada dos canais de sistemas WDM solitônicos. Desenvolver uma expressão analítica para as potências de entrada considerando os dois efeitos.
- Implementar sistema WDM solitônico com gerência de colisão em experimentos laboratoriais e de campo (em parceria com alguma empresa do setor de telecomunicações).

- Estudar o gerenciamento de colisão em sistemas WDM solitônicos com amplificação distribuída.
- Determinar critérios para a escolha do espaçamento entre canais que permita um desempenho otimizado de sistemas WDM solitônicos com o uso de gerenciamento de colisão, gerenciamento de dispersão, filtros variáveis e outras técnicas.
- Utilizar algoritmos de otimização, como por exemplo, algoritmos genéticos, para otimizar os parâmetros possíveis de um sistema WDM solitônico.

A EQUAÇÃO NÃO LINEAR DE SCHRÖDINGER

A propagação de um campo óptico na fibra é governada pelas equações de Maxwell. Para um meio não condutor e sem cargas livres essas equações podem ser escritas na forma:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}, \quad (\text{A.2})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0, \quad (\text{A.3})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0. \quad (\text{A.4})$$

Através de algumas considerações e manipulações das equações de Maxwell [50], podemos descrever a equação de propagação de uma onda na fibra por [6]:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + n^2(w)k_0^2 \mathbf{E} = 0. \quad (\text{A.5})$$

Uma solução específica da equação de onda A.5 pode ser obtida no estudo de fibras monomodos. Essas fibras são projetadas para propagar apenas um único modo, o modo fundamental. A distribuição de campo do modo fundamental é obtida resolvendo a equação A.5 sob condições de fronteira apropriadas. Assumindo que todos os modos da fibra são linearmente polarizados, podemos considerar que a componente $E_y = 0$ e que a componente do campo elétrico E_x do modo fundamental pode, na prática, ser aproximada por uma distribuição Gaussiana da forma [6]:

$$E_x = A \exp\left(-\frac{\rho^2}{\varpi^2}\right) \exp(i\beta z), \quad (\text{A.6})$$

onde ϖ é o raio modal; ρ , para modos guiados, é menor ou igual ao raio do núcleo da fibra e β é a constante de propagação.

Assim em uma fibra monomodo a componente do campo elétrico propagante é dada por [6]:

$$\mathbf{E}(z, w) = F(x, y)G(0, w) \exp(i\beta z)\hat{x}, \quad (\text{A.7})$$

onde, \hat{x} é o vetor unitário, $G(0, w)$ é a amplitude inicial, β é a constante de propagação, $F(x, y)$ é a função de distribuição do campo do modo fundamental da fibra que pode ser aproximada por uma distribuição Gaussiana como visto anteriormente, equação A.6. Em sistemas de onda óptica, que é o nosso caso, essa função não depende de w , pois a largura espectral Δw é muito menor que w_0 (frequência central do pulso) condição onde essa dependência pode ser ignorada [49].

Portanto, as diferentes componentes espectrais de um pulso propagando dentro da fibra obedecem a relação:

$$\tilde{G}(z, w) = B(0, w) \exp(i\beta z). \quad (\text{A.8})$$

A transformada inversa de Fourier destas componentes espectrais nos fornece a amplitude no domínio do tempo.

$$G(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(z, w) \exp(-iwt) dw. \quad (\text{A.9})$$

Os efeitos de alargamento do pulso dependem da constante de propagação β . Para um pulso com largura $\Delta w \ll w_0$ é possível expandir β em série de Taylor em torno da frequência central, w_0 . Desprezando os termos de mais alta ordem teremos:

$$\beta(w) = n(w) \frac{w}{c} \cong \beta_0 + \beta_1(\Delta w) + \frac{\beta_2}{2}(\Delta w)^2 + \frac{\beta_3}{6}(\Delta w)^3, \quad (\text{A.10})$$

onde $\Delta w = w - w_0$ e $\beta_m = \left(\frac{d^m \beta}{dw^m}\right)_{(w=w_0)}$.

Substituindo a equação A.10 na equação A.8 e esse resultado na equação A.9 teremos:

$$G(z, t) = A(z, t) \exp(i(\beta_0 z - w_0 t)), \quad (\text{A.11})$$

onde $A(z, t)$, que por simplificação chamaremos de A é a amplitude do envelope do pulso variando lentamente que é dado por:

$$A(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(0, \Delta w) \exp\left(i\beta_1 z(\Delta w) + \frac{i}{2}\beta_2 z(\Delta w)^2 + \frac{i}{6}\beta_3 z(\Delta w)^3 - i(\Delta w)t\right) d(\Delta w), \quad (\text{A.12})$$

onde $\tilde{A}(0, \Delta w) \cong \tilde{B}(0, w)$ é a transformada de Fourier de $A(0, t)$.

Calculando $\frac{\partial A(z,t)}{\partial z}$ podemos reescrever a equação A.12 como:

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(0, \Delta w) \left(i\beta_1(\Delta w) + \frac{i}{2}\beta_2(\Delta w)^2 + \frac{i}{6}\beta_3(\Delta w)^3 \right) \exp \left(i\beta_1 z(\Delta w) + \frac{i}{2}\beta_2 z(\Delta w)^2 + \frac{i}{6}\beta_3 z(\Delta w)^3 - i(\Delta w)t \right) d(\Delta w). \quad (\text{A.13})$$

Notando que Δw é $i\frac{\partial}{\partial t}$ no domínio do tempo teremos a equação acima como [49]:

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} = i\beta_1 \left(i\frac{\partial A}{\partial t} \right) + \frac{i}{2}\beta_2 \left(i\frac{\partial A}{\partial t} \right)^2 + \frac{i}{6}\beta_3 \left(i\frac{\partial A}{\partial t} \right)^3. \quad (\text{A.14})$$

Concluimos então que a equação básica de propagação que governa a evolução de um pulso dentro de uma fibra monomodo é:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = 0. \quad (\text{A.15})$$

onde A , uma notação simplificada de $A(z,t)$, é a amplitude do envelope do pulso variando lentamente; β_1 é o termo de dispersão de velocidade de grupo de primeira ordem, definido como $\beta_1 = \frac{d\beta}{dw} = \frac{1}{v_g}$, ou seja, β_1 é o inverso da velocidade de grupo; β_2 é o coeficiente de dispersão de velocidade de grupo de segunda ordem; β_3 é o coeficiente de dispersão de terceira ordem.

É conveniente estudar a evolução do campo colocando a referência do mesmo movendo-se na velocidade de grupo $\tau = t - \beta_1 z$. Teremos então a equação A.15 na forma [6]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + i\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial \tau^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial \tau^3} = 0. \quad (\text{A.16})$$

Para simplificação da notação passaremos a escrever τ como t . Considerando que $\beta_3 \ll \beta_2^2$ podemos reescrever a equação A.16 como [6]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + i\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = 0. \quad (\text{A.17})$$

A equação acima considera um meio sem perdas e linear. Para sistemas com perdas, onde um único pulso propagante dentro da fibra estimula significativamente efeitos não lineares de auto modulação de fase, SPM, devemos considerar na equação A.17 dois novos termos [6]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = i\gamma|A|^2 A - \frac{\alpha}{2} A, \quad (\text{A.18})$$

onde, γ é o parâmetro não-linear definido por:

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{\text{eff}}}, \quad (\text{A.19})$$

¹O termo de dispersão de terceira ordem (TOD - *Third-Order Dispersion*) é desprezível em relação ao de segunda ordem nos casos onde o comprimento de onda do pulso for maior que o do zero de dispersão. O TOD torna-se importante para altas taxas (> 40 Gb/s) onde $T_0 < 10$ ps, principalmente quando a dispersão média do enlace de fibra for aproximadamente nula [6].

a área efetiva, A_{eff} , é dada pela equação [33]:

$$A_{\text{eff}} = \pi \varpi_0^2, \quad (\text{A.20})$$

onde, nesse caso, ϖ_0 , é o raio modal (*spot size*) utilizando uma aproximação gaussiana do modo fundamental [33], e α é a constante de atenuação conhecida como coeficiente de perda da fibra, definida como:

$$\alpha_{dB} = -\frac{10}{L} \log \frac{P_T}{P_0} = 4,343\alpha, \quad (\text{A.21})$$

considerando que L é o comprimento da fibra, P_0 e P_T são respectivamente as potências de entrada e saída [32].

A equação A.18 desconsiderando o termo relacionado às perdas da fibra é conhecida como equação não linear de Schrödinger (NLSE) [30].

B | INTRODUÇÃO AO LINKSIM[®]

As simulações computacionais, cujos resultados foram apresentados neste trabalho, foram efetuadas utilizando o software comercial LinkSim[®] [70] versão 3.3. Um exemplo do ambiente de trabalho do software pode ser visto através da figura B.1. Ele é formado pela área de trabalho e por uma barra de ferramentas onde muitos dispositivos, fibras e equipamentos ópticos estão disponíveis para os mais diversos tipos de montagem. Cada item a ser utilizado na simulação apresenta muitas opções de configuração. O manual que acompanha o software [70] é de fácil manuseio, portanto iremos neste apêndice destacar algumas particularidades da configuração utilizada em nossos procedimentos:

a) Gerador de seqüência binária

O gerador de seqüência binária foi configurado na opção pseudo-randômica com uma taxa de 40 Gb/s .

b) Gerador de sinal elétrico

O gerador de sinal elétrico foi configurado com o tipo de modulação não retorno ao zero (NRZ).

c) Modulador eletro-óptico

O tipo de modulador utilizado foi o Mach-Zehnder com perda por inserção nula.

d) Laser

O laser empregado foi o *mode-locked* gerando pulsos no formato secante hiperbólica. A largura do pulso utilizada foi de $7,34\text{ ps}$ e a taxa de 40 Gb/s . A potência de entrada do laser para o respectivo comprimento de onda foi configurada conforme mostrado na tabela 6.1 e nas figuras 6.10 e 6.11, capítulo 6.

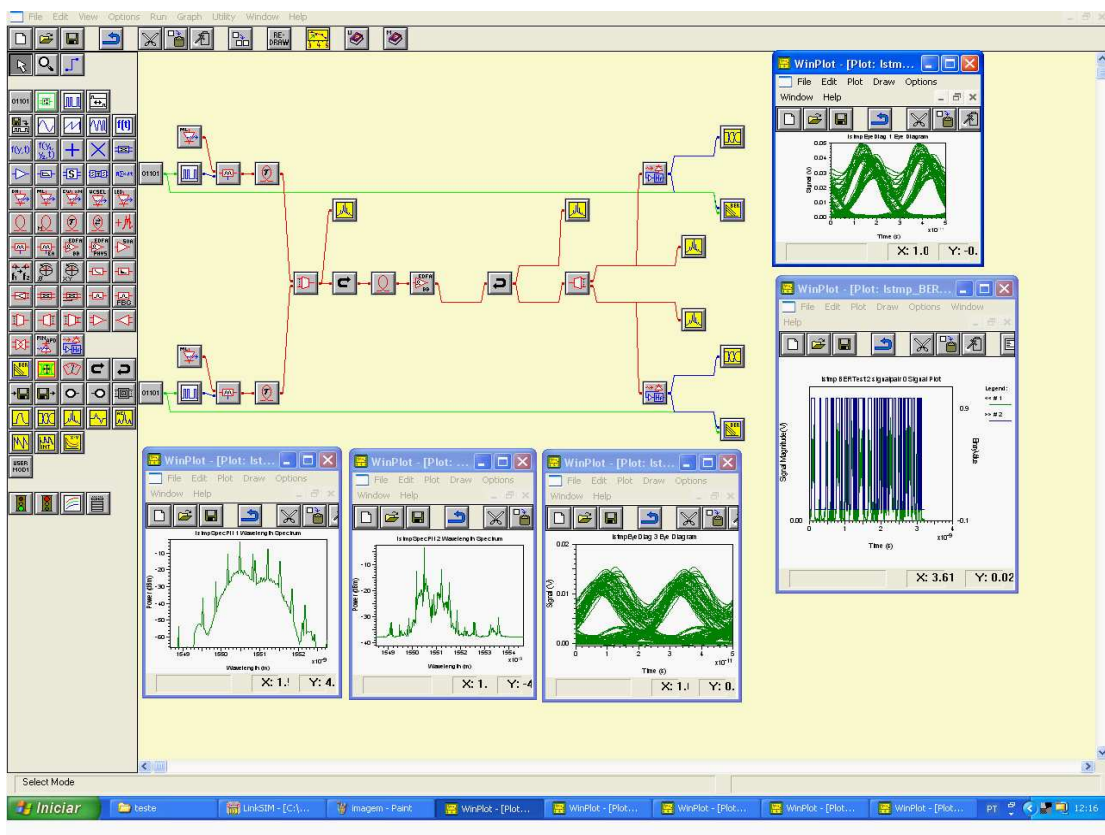


Figura B.1: Exemplo do ambiente, tela de entrada no LinkSim[®] Versão 3.3, usado para a implementação das simulações realizadas neste trabalho.

e) Elemento de atraso

Utilizado quando a técnica de gerenciamento de colisão incompleta é empregada. O atraso inicial entre os pulsos foi implementado através de uma linha de atraso inserida em um dos canais.

f) Multiplexador

O multiplexador foi configurado para dois sinais de entrada (2×1), sem o uso de filtros nas portas. Para possibilitar a análise dos efeitos de FWM foi selecionada a opção "SingleBand" no parâmetro especificado como "representação" constante na configuração desse dispositivo.

g) Esquema de amplificação

Os amplificadores utilizados foram a fibra dopada com érbio (EDFAs). Os demais parâmetros desses amplificadores foram especificados conforme apresentado nas tabelas 3.1 e 3.3. Os espectros de ganho e figura de ruído são planos, com centro entre os dois comprimentos de onda, e com largura de banda de 30 nm.

h) Fibra óptica

O LinkSim utiliza o método de Split-Step Fourier para obter a solução da propagação do sóliton na fibra. O bloco utilizado para as simulações foi o denominado "fibra não-linear" e os parâmetros de perda, diâmetro, área efetiva, índice de refração não-linear, declividade de dispersão e coeficiente de PMD foram especificados na tabela 3.1. O tipo de fibra é especificado ao se definir o comprimento de onda de zero de dispersão (para fibras DSF, $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$). O parâmetro denominado "modelo de dispersão" possibilita a utilização de 2 modelos diferentes pré-definidos para o cálculo do parâmetro de dispersão. Utilizamos o chamado "definido" por se tratar de um modelamento que utiliza uma fórmula empírica mais completa que a usada pela outra opção "definido 2" [70]. Todos os efeitos não-lineares, auto modulação de fase (SPM), modulação de fase cruzada (XPM) e espalhamento Raman, foram habilitados de tal forma a serem considerados nas simulações.

O comprimento total do enlace é variado em múltiplos do valor de espaçamento entre amplificadores utilizado, conforme podemos observar na tabela 3.3. O multiplicador é definido no bloco denominado "loopBegin"(\leftrightarrow) e o final do enlace é necessário ser definido através do ícone "loopEnd"(\leftrightarrow).

i) Demultiplexador

O demultiplexador óptico de 2×1 selecionado foi configurado para utilizar filtro tipo Gaussiano com a largura de banda à 3 dB de 0,6 nm. O espaçamento entre filtros e o comprimento de onda do centro do primeiro filtro variam conforme simulação constante na tabela 3.3.

j) Receptores

Cada receptor foi configurado para utilizar fotodetector tipo PIN, fazendo o parâmetro " $APDMultiplier = 1$ ", um amplificador elétrico e um filtro passa banda de 40 GHz de largura a 3 dB. O parâmetro " $n \text{ representation}$ " especifica o modelo a ser utilizado para o tratamento do ruído. Nós utilizamos a opção "MC" ("Monte Carlo") por ser a mais indicada para sistema onde a propagação do sinal na fibra é fortemente não-linear e a ASE é uma fonte de ruído dominante.

k) Medidor de BER

A taxa de erro por *bit* (BER) pode ser calculada pela software usando dois algoritmos distintos. Em ambos ela é calculada a partir da abertura do olho dependendo da fonte de ruído dominante. Nós usamos a aproximação de "Monte Carlo" [70] por ser mais geral e permitir um tratamento do ruído por funções de correlação ou distribuição.

C PUBLICAÇÕES

Desta dissertação, foram publicados os seguintes trabalhos:

1. Martins Filho, J.F.; Salles, L.P.; Bastos-Filho, C. J. A.; Rech, F. W. B. e Vieira, T. F.. 2 X 40 Gbit/S WDM Soliton Transmission Improvement By Initial Time Delay. Em: 11th International Conference Telecommunications-ICT, Agosto 2004, Fortaleza, Brazil.
2. Salles, L.P. e Martins Filho, J.F.. Aumento do Alcance de Sistemas WDM Solitônicos Devido à Inserção de Atraso Inicial entre 2 Canais de 40 Gb/s. Em: Microondas Optoeletrônica e Magnetismo - MOMAG, Agosto 2004, São Paulo, Brasil.

REFERÊNCIAS

- [1] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan, *Optical Networks*, 2ª ed. Morgan Kaufmann, 2002.
- [2] J. L. Pereira Filho, “2004 telecommunications market in brazil,” in *11th International Conference on Telecommunications*, 2004, seminário de abertura.
- [3] Eletronet, Disponível em: <http://www.eletronet.com/>, out. 2004, acesso em: 28 de outubro de 2004.
- [4] Lucent, Disponível em: <http://www.lucent.com.br>, set. 2004, acesso em: 22 de setembro de 2004.
- [5] I. B. de Geografia e Estatística IBGE, Disponível em: <http://www.ibge.gov.br>, set. 2004, acesso em: 16 de setembro de 2004.
- [6] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3ª ed. Wiley Interscience, 2002.
- [7] A. Marincic e V. Acimovic-Raspopovic, “Evolution of WDM optical networks,” in *5th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services - Telsiks*, vol. 2, set. 2001, pp. 473–480.
- [8] L. F. Mollenauer e K. Smith, “Demonstration of solitons transmission over more than 4000 km in fiber with loss periodically compensated by raman gain,” *Optics Letters*, vol. 13, no. 8, pp. 675–677, 1988.
- [9] L. Kazovsky, S. Benedetto, e A. Willmer, *Optical Fiber Communication Systems*. Artech House Inc., 1996.
- [10] P. Erriquez, C. E. A. Freitas, e H. Bernal Filho, “Tutorial redes WDM,” Disponível em: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialrwdm>, 2004, acesso em: 15 de julho de 2004.
- [11] N. Networks, “Coarse wavelength division multiplexing,” Disponível em: <http://www.nortelnetworks.com/corporate/technology/cwdm/>, 2004, acesso em: 14 de outubro de 2004.

- [12] C. S. Inc., “Introducing DWDM,” Disponível em: <http://www.cisco.com/univercd/cc/td/doc/product/mels/dwdm/>, 2004, acesso em: 14 de outubro de 2004.
- [13] H. Bernal Filho, “Redes SDH - topologias,” Disponível em: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialrsdh/>, set. 2003, acesso em: 14 de outubro de 2004.
- [14] J. P. Blondel, “Massive WDM systems: Recent developments and future prospects,” in *27th European Conference on Optical Communication - ECOC'01*, vol. 1, out. 2001, pp. 50–53.
- [15] G. Varella, F. Pitel, e J. Marcerou, “3 Tbit/s (300×11.6 Gbit/s) transmission over 7380 km using C+L band with 25 GHz channel spacing and NRZ format,” in *27th European Conference on Optical Communication - ECOC'01*, vol. 3, out. 2001, pp. 240–241.
- [16] S. Bigo, Y. Bertina, S. Frignac, L. Borne, D. Lorcy, D. Hamoir, e J. Bayart, “5.12 Tb/s (128×40 Gb/s) transmission over 3×100 km of teralight fiber,” in *26th European Conference on Optical Communication - ECOC*, 2000.
- [17] D. Grosz, A. Agarwal, S. Banerjee, A. P. Küng, D. Maywar, A. Gurevich, T. Wood, L. C.R., B. Faer, J. Black, e C. Hwu, “5.12 Tb/s (128×42.7 Gb/s) transmission with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency over 1280 km of standard single-mode fiber using all-raman amplification and strong signal filtering,” Disponível em: <http://www.lucent.com/livelink/>, acesso em: 09 de julho de 2004.
- [18] S. Bigo, Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, S. Borne, H. Gross, R. Dischler, W. Pohlmann, P. Tran, C. Simonneau, D. Bayart, G. Veith, A. Jourdan, e J.-P. Hamaide, “10.2 Tbit/s (256×42.7 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km teralight/sup TM/ fiber with 1.28 bit/s/Hz spectral efficiency,” in *Optical Fiber Communication Conference, OFC*, vol. 4, mar. 2001, pp. PD25–1–PD25–3.
- [19] C. J. A. Bastos-Filho, “Amplificadores Ópticos a fibra dopada com túlio para a banda S,” dissertação de mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Departamento de Eletrônica e Sistemas, Centro de Tecnologia e Geociência, Recife, Pernambuco, Brasil, fev 2003.
- [20] K. Fukuchi, T. Kasamatsu, e M. Morie, “10.92 Tb/s (273×40 Gb/s) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeated transmission experiment,” in *Optical Fiber Communication Conference, OFC*, vol. 4, 2001, pp. PD24–1–PD24–3.

- [21] Fortiz, “Fibra optica: Historia,” Disponível em: http://portalgsm.com/documentacion_extendida/, 2003, acesso em: 15 de julho de 2004.
- [22] A. L. G. Campos, “Fibras Ópticas - uma realidade reconhecida e aprovada,” *Rede Nacional de Ensino e Pesquisa - RNP*, vol. 6, no. 2, abr. 2002.
- [23] H. Waldman, “The e-evolutionary optical network,” in *International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC*, vol. 2, ago. 2001, pp. 77–81.
- [24] B. J. Ainslie, K. J. Beales, D. M. Cooper, C. R. Day, e J. D. Rush, “Monomode fiber with ultra-low loss and minimum dispersion,” *Electronics Letters*, vol. 18, no. 19, pp. 842–843, set. 1982.
- [25] A. R. Chraplyvy, J. Delavaux, R. M. Derosier, G. Ferguson, D. Fishman, C. Giles, J. Nagel, B. Nyman, J. Sulhoff, R. Tench, R. Tkach, e J. Zyskind, “1420 km transmission of sixteen 2.5 Gb/s channels using silica-fiber-based edfa repeaters,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 11, pp. 1371–1373, 1994.
- [26] Y. Sun, J. B. Judkins, A. K. Srivastava, L. Garrett, J. Zyskind, J. Sulhoff, C. Wolf, R. Derosier, A. Gnauck, R. Tkach, J. Zhou, R. Espindola, A. Vengsarkar, e A. Chraplyvy, “Transmission of 32 WDM 10 Gb/s channels over 640 km using broad-band gain-flattened erbium-doped silica fiber amplifiers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 12, pp. 1652–1654, 1997.
- [27] S. Bigo, A. Bertaina, M. W. Chbat, S. Gurib, J. Da Loura, J.-C. Jacquinot, J. Hervo, P. Bousselet, S. Borne, D. Bayart, L. Gasca, e J.-L. Beylat, “320 Gb/s (32×10 gb/s WDM) transmission over 500 km of conventional single-mode fiber with 125 km amplifier spacing,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 7, pp. 1045–1047, 1998.
- [28] A. K. Srivastava, S. Radic, C. Wolf, J. Centanni, J. Sulhoff, K. Kantor, e Y. Sun, “Ultradense WDM transmission in l-band,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 1570–1572, 2000.
- [29] L. H. Spiekman, J. M. Wiesenfeld, e A. H. Gnauck, “Transmission of 8 DWDM channels at 20 Gb/s over 160 km of standard fiber using a cascade of semiconductor optical amplifiers,” *Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 6, pp. 717–719, 2000.
- [30] A. Hasegawa e M. Matsumoto, *Optical Solitons in Fibers*, 3ª ed. Springer, 2003.
- [31] R. W. Boyd, *Nonlinear Optics*. Academic Press Limited, 1992.

- [32] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber-optics*. Academic Press Limited, 1989.
- [33] A. Ghatak e K. Thyagarajan, *Introduction to fiber optics*, 1^a ed. Cambridge University Press, 1998.
- [34] A. Hasegawa e T. Frederick, "Transmission of stationary nonlinear optical pulses in dispersive dielectric fibers. - anomalous dispersion," *Applied Physics Letters*, vol. 23, no. 3, pp. 142–144, 1973.
- [35] L. F. Mollenauer, R. H. Stolen, e J. P. Gordon, "Experimental observation of picosecond pulse narrowing and solitons in optical fibers," *Physical Review Letters*, vol. 45, no. 13, pp. 1095–1098, 1980.
- [36] A. Hasegawa, "Soliton-based optical communications: An overview," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, no. 6, pp. 1161–1172, nov./dez. 2000.
- [37] N. Masataka, "Solitons for breaking barriers to terabit/second WDM and TDM transmission in the next millennium," *IEEE Journal on selected topics in Quantum Electronics*, vol. 6, no. 6, pp. 1332–1343, nov. 2000.
- [38] L. Mollenauer, E. Lichtman, G. T. Harvey, M. Neubelt, e B. Nyman, "Demonstration of error-free soliton transmission over more than 15000 km at 5 Gbit/s, single-channel, and over more than 11000 km at 10 Gbit/s in two-channel WDM," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 8, pp. 792–794, abr. 1992.
- [39] L. Mollenauer, E. Lichtman, M. J. Neubelt, e G. Harvey, "Demonstration, using sliding-frequency guiding filters, of error-free soliton transmission over more than 20 Mm at 10 Gbit/s, single channel, and over more than 13 Mm at 20 Gbit/s in a two-channel WDM," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 10, pp. 910–911, maio 1993.
- [40] M. Suzuki, N. Edagawa, H. Taga, H. Tanaka, S. Yamamoto, e S. Akiba, "Feasibility demonstration of 20 Gbit/s single channel soliton transmission over 11500 km," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 13, pp. 1083–1084, jun. 1994.
- [41] K. Suzuki, S. Kawai, e K. Iwatsuki, "40 Gbit/s adiabatic and phase-stationary soliton transmission with sliding-frequency filter over 4000 km reciprocating dispersion-managed fiber," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 23, pp. 2173–2174, nov. 1996.
- [42] A. Sahara, K. Suzuki, H. Kubota, T. Komukai, E. Yamada, T. Imai, K. Tamura, e M. Nakazawa, "Single channel 40 Gbit/s soliton transmission field experiment over 1000 km in tokyo metropolitan optical loop network using dispersion compensation," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 22, pp. 2154–2155, out. 1998.

- [43] I. Morita, K. Tanaka, N. Edagawa, S. Yamamoto, e M. Suzuki, “40 Gbit/s single-channel soliton transmission over 8600 km,” *Electronics Letters*, vol. 34, no. 19, pp. 1863 – 1865, set. 1998.
- [44] I. Morita, K. Tanaka, N. Edagawa, e M. Suzuki, “40 Gb/s single-channel soliton transmission over transoceanic distances by reducing gordon-haus timing jitter and soliton-soliton interaction,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 12, pp. 2506–2511, dez. 1999.
- [45] F. Matera, M. Settembre, e M. Tamburrini, “Field demonstration of 40 Gb/s soliton transmission with alternate polarizations,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 11, pp. 2225–2234, nov. 1999.
- [46] D. Marcuse e C. R. Menyuk, “Simulation of single-channel optical systems at 100 Gb/s,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 4, pp. 564–569, abr. 1999.
- [47] L. J. Richardson e W. Foryslak, “Trans-oceanic 80 Gbit/s single channel transmission using short period dispersion management,” in *Optoelectronics, IEE Proceedings*, vol. 147, no. 6, dez. 2000, pp. 417–422.
- [48] L. J. Richardson, W. Foryslak, e N. J. Doran, “Trans-oceanic 160 Gb/s single-channel transmission using short-period dispersion management,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 3, pp. 209–211, mar. 2001.
- [49] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 2^a ed. Wiley Interscience, 1997.
- [50] M. L. F. Abbade, “Contribuição para o estudo de não-linearidades em fibras Ópticas monomodo,” Tese, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, São Paulo, Brasil, 2002.
- [51] V. E. Zakharov e A. B. Shabat, “Exact theory of two-dimensional self-focusing and one-dimensional self-modulation of waves in nonlinear media,” *Journal of Experimental and Theoretical Physics - Sov. Phys. JETP*, vol. 34, pp. 62–69, 1972.
- [52] L. D. Coelho, C. J. A. Bastos-Filho, e J. F. Martins-Filho, “160 Gbit/s soliton transmission in the s and c bands,” in *International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC*, vol. 1, Set. 2003, pp. 245–249.
- [53] C. A. Eleftherianos, D. Syvridis, T. Sphicopoulos, e C. Caroubalos, “Maximum transmission distances of 40 Gbit/s soliton systems in the presence of PMD,” *Electronics Letters*, vol. 34, no. 7, pp. 688–689, abr. 1998.

- [54] C. Xie, M. Karlsson, P. A. Andrekson, H. Sunnerud, e J. Li, "Influences of polarization-mode dispersion on soliton transmission systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 575–590, maio/jun. 2002.
- [55] C. Xie, H. Sunnerud, M. Karlsson, e P. A. Andrekson, "Polarization-mode dispersion-induced outages in soliton transmission systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 10, pp. 1079–1081, out. 2001.
- [56] H. Sunnerud, J. Li, P. A. Andrekson, e C. Xie, "Experimental quantification of soliton robustness to polarization-mode dispersion in dispersion-managed systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 2, pp. 118–120, fev. 2001.
- [57] C. Xie, M. Karlsson, e P. A. Andrekson, "Soliton robustness to the polarization-mode dispersion in optical fibers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 7, pp. 801–803, jul. 2000.
- [58] F. Favre, D. Guen Le, e F. Devaux, "4 × 20 gbit/s soliton WDM transmission over 2000 km with 100 km dispersion-compensated spans of standard fiber," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 14, pp. 1234–1235, jul. 1997.
- [59] M. Murakami, K. I. Suzuki, S. Kawai, e N. Ohkawa, "80 Gbit/s-1200 km, 40 Gbit/s-based WDM transmission experiment using RZ pulse format," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 9, pp. 789–791, abr. 1997.
- [60] K. H. e. N. M. Suzuki K., "1 Tb/s (40 Gb/s × 25 channel) DWDM quasi-DM soliton transmission over 1500 km using dispersion-managed single-mode fiber and conventional C-band EDFAs," in *Optical Fiber Communication Conference - OFC*, vol. 2, 2001, pp. TuN7–1 a 7–3.
- [61] A. Hasegawa, "Soliton-based ultra-high speed optical communications," *PRAMANA Journal of Physics*, vol. 67, no. 5 e 6, pp. 1097–1127, nov. 2001.
- [62] T. Otoni, M. Hayashi, M. Daikoku, K. Ogaki, Y. Nagao, K. Nishijima, e M. Suzuki, "Investigation of system upgradability over installed fiber-optic cable using 40 Gb/s WDM signals toward multiteradit optical networks." *Journal of Lightwave Technology*, vol. 2, no. 4, pp. 947–952, abr. 2003.
- [63] L. F. Mollenauer, S. G. Evangelides, e J. P. Gordon, "Wavelength division multiplexing with solitons in ultra-long distance transmission using lumped amplifiers," *Journal Lightwave Technology*, vol. 9, no. 3, pp. 362–367, 1991.

- [64] L. F. Mollenauer e P. V. Mamyshev, “Massive wavelength-division multiplexing with solitons,” *Journal of Quantum Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 2089–2101, 1998.
- [65] Y. Kodama e A. Hasegawa, “Effects of initial overlap on the propagation of optical solitons at different wavelengths,” *Optics Letters*, vol. 16, no. 4, pp. 208–210, fev. 1991.
- [66] T. Aakjer, J. H. Povlsen, e K. Rottwitt, “Effects of initial overlap in a wavelength-division-multiplexed soliton transmission system,” *Optics Letters*, vol. 18, no. 22, pp. 1908–1910, nov. 1993.
- [67] J. F. Martins Filho, L. P. Salles, C. J. A. Bastos-Filho, F. W. B. Rech, e T. F. Vieira, “ 2×40 Gbit/S WDM soliton transmission improvement by initial time delay,” in *11th International Conference on Telecommunications - ICT*, vol. CD-ROM, ago. 2004.
- [68] L. Salles e J. Martins Filho, “Aumento do alcance de sistemas WDM solitônicos devido à inserção de atraso inicial entre 2 canais de 40 Gb/s,” in *Microondas, optoeletrônica e Magnetismo - Momag*, vol. CD-ROM, ago. 2004.
- [69] J. F. Martins Filho, “Aplicações de espalhamento raman estimulado em fibras Ópticas,” Dissertação, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Pernambuco, Brasil, mar. 1991.
- [70] “Linksim version 3.3 user manual,” Rsoft Design Group Inc, 2002.
- [71] C. Francia, “Constant step-size analysis in numerical simulation for correct four-wave-mixing power evaluation in optical fiber transmission systems.” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 1, pp. 69–71, jan. 1999.
- [72] L. M. Manica, J. R. Costa, e C. R. Paiva, “Wavelength division multiplexing with fiber solitons launched near the zero-dispersion wavelength,” in *10th Lasers and Electro-Optics Society Meeting - LEOS '97*, vol. 1, 10-13 nov. 1997, pp. 377–378.
- [73] P. V. Mamyshev e L. Mollenauer, “Pseudo-phase-matched four-wave mixing in soliton wavelength-division multiplexing transmission,” *Optics Letters*, vol. 21, no. 6, pp. 396–398, mar 1996.
- [74] T. Matsuzono, J. Maeda, S. Kogoshi, e H. Abe, “Transmission characteristic improvement of two-channel wavelength division multiplexed solitons by controlling initial time offset,” in *Laser and Electro-optics Society Annual Meeting*, 1996, pp. 105–106, paper MK4.