

**UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
CENTRO TECNOLÓGICO - ESCOLA DE ENGENHARIA
ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES**

EDILSON DA SILVA

Simulador WDM para Análise das Penalidades Impostas por Mistura de Quatro Ondas (FWM) em fibras ópticas monomodo SMF, DSF e NZDSF.

**NITERÓI
2008**

EDILSON DA SILVA

Simulador WDM para Análise das Penalidades Impostas por Mistura de Quatro Ondas (FWM) em fibras ópticas monomodo SMF, DSF e NZDSF.

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientadora: Prof^a. Dr^a. Paula Brandão Harboe

Niterói
2008

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

S586 Silva, Edilson da.
Simulador WDM para análise das penalidades impostas por
mistura de quatro ondas (FWM) em fibras ópticas monomodo SMF,
DSF e NZDSF / Edilson da Silva – Niterói, RJ: [s.n], 2008.
123 f.

Orientador: Paula Brandão Harboe
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) –
Universidade Federal Fluminense, 2008.

1. Sistemas de comunicação. 2. Sistemas ópticos. 3. Rede WDM.
4. Multiplexação. I. Título

CDD 621.3811

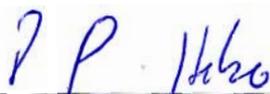
EDILSON DA SILVA

**SIMULADOR WDM PARA ANÁLISE DAS PENALIDADES IMPOSTAS POR
MISTURA DE QUATRO ONDAS (FWM) EM FIBRAS ÓPTICAS MONOMODO
SMF, DSF E NZDSF**

Dissertação apresentada ao curso de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para obtenção do título de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Aprovada em 18 de Julho de 2008.

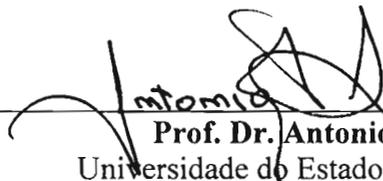
BANCA EXAMINADORA



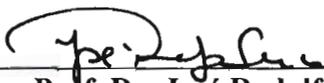
Profa. Dra. Paula Brandão Harboe – Orientadora
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro
Universidade Federal Fluminense – UFF



Prof. Dr. Antonio Romeiro Sapienza
Universidade do Estado do Rio de Janeiro – UERJ



Prof. Dr. José Rodolfo Souza
Universidade do Estado do Rio de Janeiro – UERJ

Niterói
2008

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus pela conclusão desta dissertação. Agradeço especialmente à minha orientadora, Professora Paula Brandão Harboe, por ter me guiado tão bem ao longo de minha jornada acadêmica na Uff. Seu auxílio foi fundamental no início do desenvolvimento desta dissertação, quando consegui superar as dificuldades iniciais e tive a certeza de sua confiança em meu sucesso.

Agradecimentos também seguem ao professor Pablo, sendo muito mais que coordenador de curso, mostrou-se constante colaborador e um grande amigo. Agradeço aos colegas de curso, em especial ao amigo Odair Xavier pelas inúmeras vezes que trocamos idéias a respeito do tema, e que nos momentos mais difíceis desta caminhada sempre teve um tempo para me escutar.

Também deixo meus agradecimentos à CAPES, que financiou todo este trabalho por meio de uma bolsa de pesquisa, permitindo que eu pudesse me dedicar em tempo integral a esta pesquisa.

Agradecimentos mais que especiais vão para minha esposa Betty Rocha que, embora tenha reclamado diversas vezes do tempo que eu passava em frente ao computador na atividade de programação, sempre foi capaz de entender que isto se fazia necessário. Além disso, mesmo sendo da área de ciências humanas ela teve coragem de ler, corrigir a gramática e tentar entender um pouco do mundo da Engenharia de Telecomunicações.

RESUMO

Nesta dissertação, uma análise do efeito não-linear Mistura de Quatro Ondas (FWM) em sistemas ópticos multicanais é apresentada. O simulador para sistemas ópticos multicanal desenvolvido para análise de FWM é apresentado, onde a contextualização de FWM bem como sua fundamentação teórica trazem uma série de simulações que determinam as limitações impostas aos sistemas ópticos. Em seguida, os diversos parâmetros que influenciam a eficiência de geração de FWM são analisados detalhadamente para as fibras monomodo, com resultados apresentados em forma de gráficos onde o nível de FWM obtido é especificado em função da potência de entrada por canal, comprimento do enlace, número de canais, e características da fibra utilizada frente às recomendações de espaçamento entre canais propostas pelo ITU-T. Adicionalmente, são tratadas e analisadas novas propostas de esquemas de alocação de canais.

Palavras-chave: Simulador numérico, sistemas e redes WDM, não-linearidades ópticas, Mistura de Quatro Ondas, FWM.

ABSTRACT

In this work, an analysis of the non linear effect of Four Wave Mixing (FWM) in multicanal optical system is presented. The simulator for multicanal optical system developed for analysis of FWM is presented and theoretical bases are following for a series of simulations that determine the limitations imposed to the optical systems. The different parameters affecting the FWM are analyzed in full detail for the monomodal fibers, with results presented in form of graphs where the FWM level is specified as function of the input power, length of the fiber, number of channels and fibers characteristics are analyzed front to the recomendated spacing channels proposed by ITU-T. Additionally, new proposed of channel allocation are analyzed.

Key-words: numeric simulator, WDM system and networks, optic non-linearity, four wave mixing, FWM.

SUMARIO

1. Introdução.....	12
1.1. Organização da dissertação.....	14
1.2. Evolução dos Sistemas de Comunicações Ópticas	15
1.3. Proposta da Dissertação de Mestrado.....	18
2. Não-Linearidades em fibras ópticas	20
2.1. Equação de Propagação	20
2.2. Efeitos não-lineares.....	25
2.2.1. Auto-modulação de fase	26
2.2.2. Modulação de fase cruzada.....	26
2.2.3. Instabilidade de Modulação	27
2.3. Mistura de Quatro Ondas	28
2.3.1. A origem da mistura de quatro ondas	28
2.3.2. Formulação Matemática	32
2.3.3. FWM em sistemas não amplificados com dispersão uniforme	33
2.4. Fatores que influenciam a eficiência de geração de FWM.....	35
2.4.1. Descasamento de fase	35
2.4.2. Número de canais e o <i>crosstalk</i> óptico	36
2.4.3. Espaçamento entre canais e dispersão	41
2.4.4. Comprimento da fibra.....	45
2.5. Considerações sobre a aproximação do bombeio sem depleção	48
2.5.1. Comparação com resultados experimentais.....	48
2.5.2. Comparação com a equação não-linear de Schrödinger	50
3. Técnicas para redução dos efeitos da FWM.....	52
3.1. Fibras monomodo utilizadas em comunicações ópticas	52
3.2. Recomendações do ITU-T sobre espaçamento entre canais	54
3.3. FWM em sistemas WDM com alocação uniforme.....	55
3.3.1. Alocação dos canais afastados do zero de dispersão	56
3.3.2. Utilização de fibra de dispersão deslocada não-nula (NZDSF).....	58
3.4. Relação sinal-ruído	62
3.5. FWM em sistemas WDM com alocação não uniforme.....	65
3.6. Régua de Golomb.....	68
3.7. Utilização da Régua de Golomb na alocação de canais WDM	71
3.8. Considerações sobre largura de banda	74
3.8.1. Canais com alocação uniforme.....	75
3.8.2. Canais com alocação não uniforme	75
3.9. Análise de casos e resultados obtidos	79
3.9.1. Fibras G.652, G.653 e G.655 com alocação ES.....	79
3.9.2. Potência Injetada e Comprimento da Fibra para alocação ES	81
3.9.3. SNR e comprimento da fibra para alocação US	83
3.9.4. Potência Injetada e Comprimento da Fibra para alocação US.....	85
3.9.5. Potência Injetada, SNR e Número de Canais.....	88

4. Novas técnicas de redução de FWM baseadas na alocação de canais.....	91
4.1. Repetição de espaçamento não uniforme - RUS	95
4.2. Repetição uniforme de US – ERUS	97
4.3. Repetição não uniforme de US – URUS.....	99
4.4. Considerações sobre a influência dos filtros ópticos.....	101
4.5. Comparações entre os esquemas de alocação de canais	103
4.5.1. Relação Sinal-ruído e Comprimento de Fibra	103
4.5.2. Potência Injetada e Comprimento de Fibra.....	107
4.5.3. Máxima Potência Injetada	109
4.6. Aplicações da FWM.....	112
4.6.1. Amplificação paramétrica.....	113
4.6.2. Conversão de comprimento de onda.....	113
4.6.3. Outras aplicações de FWM.....	113
5. Conclusões	114
5.1. Perspectivas futuras.....	117
6. Bibliografia	119

LISTA DE TABELAS

Tabela I	- Contribuição de FWM na frequência do canal 5 em um sistema com 10 canais espaçados uniformemente	39
Tabela II	- Parâmetros das fibras ópticas utilizadas para as simulações	60
Tabela III	- Régua Ótima de Golomb	76
Tabela IV	- Largura de banda em função do número de canais para alocação ES e US baseada em OGR das grades de espaçamento recomendadas pelo ITU-T	78
Tabela V	- Canais com espaçamento uniforme	92
Tabela VI	- Canais com espaçamento não uniforme	92
Tabela VII	- Unidade de base $M = 4$	96
Tabela VIII	- Canais alocados com RUS	96
Tabela IX	- Canais alocados com ERUS de base $M = 4$	98
Tabela X	- Canais alocados com URUS de base $M = 4$	100

LISTA DE ACRÔNIMOS

AFR	-	<i>Absolute Frequency Reference</i>
ASE	-	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
ASE	-	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
BER	-	<i>Bit Error Rate</i>
CSF	-	<i>Cut-off Shifted Fiber</i>
CW	-	<i>Continuous Wave</i>
DSF	-	<i>Dispersion Shifted Fibers</i>
DWDM	-	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
EDFA	-	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>
ERUS	-	<i>Equally Repeated US</i>
ES	-	<i>Equally Spaced</i>
FWM	-	<i>Four Wave Mixing</i>
GVD	-	<i>Group Velocity Dispersion</i>
ITU-T	-	<i>International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector</i>
MI	-	<i>Modulation Instability</i>
MKS	-	<i>Meter Kilogram Second</i>
NLSE	-	<i>Non-Linear Schrödinger Equation</i>
NZDSF	-	<i>Non Zero Dispersion Shifted Fiber</i>
OGR	-	<i>Optimum Golomb Ruler</i>
RUS	-	<i>Repeated Unequally Spaced</i>
SBS	-	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i>
SETI	-	<i>Search for Extra-Terrestrial Intelligence</i>
SI	-	<i>Système Internationale</i>
SMF	-	<i>Standard Monomode Fiber</i>
SNR	-	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SPM	-	<i>Self Phase Modulation</i>
SRS	-	<i>Stimulated Raman Scattering</i>
URUS	-	<i>Unequally Repeated US</i>
US	-	<i>Unequally Spaced</i>
WDM	-	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
XPM	-	<i>Cross Phase Modulation</i>

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	- Ondas Stokes e anti-Stokes geradas a partir de um bombeio de alta potência	31
Figura 2.2	- Esboço de três ondas injetadas com frequências f_1 , f_2 e f_3 e as nove ondas geradas pelo processo de FWM para (a) separação (Δf) uniforme entre as frequências dos canais e (b) separação não uniforme entre as frequências dos canais	37
Figura 2.3	- Interação entre as portadoras f_2 , f_9 e f_6 produzindo f_{FWM} em $f_5 = f_2 + f_9 - f_6$	39
Figura 2.4	- Número de produtos da mistura para (a) espaçamento uniforme (b) espaçamento desigual. As setas indicam a localização dos canais. A largura de banda óptica foi dividida em <i>slots</i> de frequência com largura $\Delta f = 25$ GHz	40
Figura 2.5	- Distribuição dos canais f_1 , f_2 e f_3 em relação à frequência f_0 da fibra	42
Figura 2.6	- Cálculo de (a) Eficiência η e (b) Potência de FWM em função do espaçamento entre canais (Δf) para os diferentes componentes de FWM em um sistema de três canais utilizando fibra SMF	43
Figura 2.7	- Cálculo (a) Eficiência η e (b) Potência de FWM em função do espaçamento entre canais (Δf) para os diferentes componentes de FWM em sistema de três canais operando no comprimento de onda de zero dispersão de uma fibra DSF ..	45
Figura 2.8	- Potência de FWM no canal central de um sistema de três canais em função da distância. O canal central está posicionado no comprimento de onda de zero dispersão de uma fibra DSF	46
Figura 2.9	- Potência de FWM no canal central de um sistema de três canais. O canal central está localizado na região dispersão não zero de uma fibra DSF	47
Figura 2.10	- Potência da componente f_{321} em um sistema de três canais operando próximo do comprimento de onda de zero dispersão	49
Figura 2.11	- Comparativo do cálculo de potência de FWM obtida com a equação não linear de Schrödinger (NLSE) e com a aproximação para o bombeio sem depleção	50
Figura 3.1	- Esboço das três ondas injetadas com frequências f_1 , f_2 e f_3 onde: (a) alocação inicial e final do arranjo de canais, (b) variação da eficiência e (c) variação de potência de FWM nas componentes f_{132} e f_{312} em função do comprimento de onda do canal central em uma fibra DSF	57
Figura 3.2	- Esboço das ondas injetadas com frequências f_1 , f_2 e f_3 onde: (a) alocação dos canais, (b) variação da eficiência e (c) variação de potência de FWM nas componentes f_{132} e f_{312} em função do incremento do parâmetro de dispersão em uma fibra DSF para $\Delta f_1 = 25$ e $\Delta f_2 = 50$ GHz.	59
Figura 3.3	- FWM (a) Eficiência (b) Potência das componentes f_{132} e f_{312} em função do espaçamento entre canais para sistema com três canais igualmente espaçados	61
Figura 3.4	- Potência de FWM para um sistema WDM de 10 canais com alocação igualmente espaçada de (a) 12,5 GHz; (b) 25 GHz; (c) 50 GHz e (d) 100 GHz ...	63
Figura 3.5	- Potência dos canais e componentes da FWM em um sistema de 3 canais em fibra DSF com alocação de canais: (a) uniforme (b) não uniforme	66
Figura 3.6	- Régua de Golomb de ordem 4 e comprimento 6	68
Figura 3.7	- Alocação de canais baseada em Régua de Golomb.....	72
Figura 3.8	- Potência de FWM para um sistema WDM de 10 canais com alocação não uniforme baseada em OGR com slots de frequência de (a) 12,5 GHz; (b) 25 GHz; (c) 50 GHz e (d) 100 GHz	74
Figura 3.9	- Sistema WDM de N canais com espaçamento Δf_c entre canais	76
Figura 3.10	- Sistema WDM de N canais com espaçamento não uniforme	77
Figura 3.11	- Largura de banda em função do número de canais com espaçamentos (a) uniforme e (b) não uniforme baseado em OGR	78
Figura 3.12	- Potência de FWM em função do espaçamento entre canais para sistema WDM de 9 canais	80
Figura 3.13	- Potência de FWM em função do espaçamento entre canais com fibra NZDSF.....	81
Figura 3.14	- Potência injetada em função do comprimento de fibras: (a) NZDSF e (b) DSF, para sistema de 7 canais, $\text{SNR} \geq 23$ dB	82

Figura 3.15	-	Potência injetada em função do comprimento da fibra para sistema de 11 canais, $\Delta f = 100$ GHz, $SNR \geq 23$ dB	83
Figura 3.16	-	SNR em função do comprimento da fibra NZDSF para (a) canais 1, 2, 3, 11, 12 e 13; (b) canais 4, 7, 9 e 10.....	85
Figura 3.17	-	Potência injetada em função do comprimento de fibra DSF para sistema de 11 canais, $SNR \geq 23$ dB	86
Figura 3.18	-	Potência injetada em função do comprimento de fibra NZDSF para sistema de 11 canais, $SNR \geq 23$ dB	87
Figura 3.19	-	Potência injetada em função do comprimento de fibra NZDSF para sistema de 20 canais, $SNR \geq 23$ dB	88
Figura 3.20	-	SNR em função da potência injetada para (a) 11 canais e (b) 20 canais	89
Figura 3.21	-	SNR em função do número de canais	90
Figura 4.1	-	Potência de FWM para um sistema WDM de 24 canais com alocação (a) ES (b) US com filtro óptico de 25 e 50 GHz e (c) US_{OGR} com filtro óptico de 25 GHz ..	94
Figura 4.2	-	Sistema WDM de N canais com alocação RUS de base M	96
Figura 4.3	-	Sistema WDM de 9 canais com alocação RUS de base 4.....	96
Figura 4.4	-	Potência da FWM e SNR para um sistema WDM de 24 canais com alocação RUS de base $M = 4$	97
Figura 4.5	-	Sistema WDM de N canais com alocação ERUS de base M com espaçamento Δf_s entre unidades base	98
Figura 4.6	-	Sistema WDM de N canais com alocação ERUS de base M com espaçamento Δf_s entre unidades base	100
Figura 4.7	-	Sistema WDM de N canais com alocação RDE-DE de base M com espaçamento variável entre unidades de base	100
Figura 4.8	-	Potência da FWM e SNR para um sistema WDM de 24 canais com alocação URUS de base $M = 4$	101
Figura 4.9	-	Número de produtos FWM que contribuem para degradação da SNR dentro da largura de banda dos filtros ópticos de (a) 50 GHz; (b) 25 GHz; (c) 12,5 GHz e (d) 6,25 GHz	103
Figura 4.10	-	SNR em função do comprimento da fibra e esquemas de alocação de canais em sistema WDM de 24 canais com potência injetada de 1 mW por canal e $B_F = 25$ GHz para fibras (a) SMF, (b) DSF e (c) NZDSF	105
Figura 4.11	-	SNR em função do comprimento da fibra e esquemas de alocação de canais em sistema WDM de 24 canais com potência injetada de 1 mW por canal e $B_F = 12,5$ GHz para fibras (a) SMF, (b) DSF e (c) NZDSF	107
Figura 4.12	-	Potência injetada em função do comprimento da fibra e esquemas de alocação de canais para $SNR \geq 23$ dB em sistema WDM de 24 canais com $B_F = 12,5$ GHz para fibras (a) SMF, (b) DSF e (c) NZDSF	110
Figura 4.13	-	Potência injetada em função do comprimento da fibra e esquemas de alocação de canais para $SNR \geq 23$ dB em sistema WDM de 24 canais com $B_F = 12,5$ GHz para fibras (a) SMF, (b) DSF e (c) NZDSF	112

1. Introdução

A globalização dos mercados, a transferência internacional de informações e a demanda por comunicação multimídia impõem constantemente novos desafios aos sistemas de comunicação. Neste contexto, as fibras ópticas desempenharam um papel importante nos sistemas de comunicação nas últimas décadas, com progresso significativo dos sistemas de comunicação óptica, proporcionando uma maior capacidade de transmissão da informação por longas distâncias, a custos cada vez menores.

Com a utilização de um único canal de dados, o aumento da capacidade de transmissão de dados das redes ópticas era realizado, até então, através do aumento em sua taxa de transmissão. Uma breve retrospectiva histórica nos reporta a existência de sistemas comerciais que operavam com taxas de até 2,5 Gb/s disponíveis no mercado desde 1991. Entretanto, esta mesma retrospectiva nos mostra que sistemas operando em hierarquias seguintes, em taxas de 10 Gb/s ou 40 Gb/s, têm seu desempenho severamente degradado por efeitos que incluem as características da própria fibra óptica e de amplificadores ópticos.

Embora as transmissões monocanal tenham um papel muito importante nas comunicações ópticas, estas não utilizam eficientemente a enorme banda oferecida pela fibra óptica. Um aspecto importante para um enlace moderno de fibra óptica é possibilitar que diferentes comprimentos de onda, contendo diversos canais de informação, possam se propagar simultaneamente ao longo de uma única fibra óptica. Desde meados dos anos 90 a técnica de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM - *Wavelength Division Multiplexing*) vem sendo largamente utilizada para aumentar a capacidade de redes e sistemas ópticos.

O uso original do WDM foi para aumentar a capacidade de transmissão instalada dos sistemas ópticos e, tipicamente, isso era obtido através da adição de comprimentos de onda separados por várias dezenas – ou até centenas – de gigahertz, de forma a não impor requisitos rígidos para as diferentes fontes lasers e filtros ópticos. Com o advento dos lasers sintonizáveis no final da década de 80, que possuem estreita largura de linha, foi possível utilizar sinais com comprimentos de onda muito próximos, dando origem do termo DWDM (*Dense WDM*) (BRACKETT, 1990). A literatura e descrições contidas em catálogos de fabricantes geralmente apresentam o termo DWDM em contraste ao WDM regular ou convencional. Esse

termo não denota uma região de operação precisa ou implementação, mas sim uma designação histórica, referindo-se a canais finamente espaçados.

A característica chave da tecnologia WDM está no fato de comprimentos de onda discretos formarem um conjunto de portadoras que podem ser separadas, roteadas e chaveadas sem que uma interfira na outra. Isso funciona desde que a intensidade de potência óptica total seja mantida suficientemente baixa a fim de evitar diafonia (*crosstalk*) e interferências devido às não-linearidades da fibra óptica tais como os fenômenos de espalhamento estimulado Brillouin (SBS - *Stimulated Brillouin Scattering*), espalhamento estimulado Raman (SRS - *Stimulated Raman Scattering*), auto-modulação de fase (SPM - *Self Phase Modulation*), modulação de fase cruzada (XPM - *Cross Phase Modulation*), instabilidade de modulação (MI - *Modulation Instability*) e mistura de quatro ondas (FWM - *Four Wave Mixing*).

De um modo geral, as não-linearidades ópticas provocam interações entre os canais, sérias distorções no sinal e resultam na degradação do desempenho dos sistemas. Embora a utilização de DWDM permita explorar a ampla largura de banda oferecida pelas fibras ópticas, dependendo das características do sistema óptico e da fibra óptica utilizada, as não-linearidades tornam-se fatores seriamente limitadores da capacidade do sistema óptico.

Historicamente, a sempre crescente demanda por largura de banda estimula a pesquisa e desenvolvimento não só de novas tecnologias, mas também de novas fibras ópticas. Assim, tivemos a criação das fibras multimodo, fibras monomodo padrão, fibras monomodo de dispersão deslocada, fibras monomodo de dispersão deslocada não-nula, dentre outras. As características de cada tipo de fibra associadas à potência dos sinais injetados nas mesmas contribuem em maior ou menor grau para as não-linearidades, o que remete ao desenvolvimento de projetos criteriosos bem como a análise e otimização das redes ópticas já instaladas. Para tanto, o desenvolvimento de algoritmos numéricos robustos e a realização de extensivas simulações tornam-se fundamentalmente necessárias.

Em busca de novos horizontes e partindo do conhecimento adquirido da formação acadêmica na área de Computação, durante as disciplinas do curso de mestrado a razoável experiência em linguagens de programação proporcionou o vislumbre da imensa gama de possibilidades inerentes aos cenários de simulação computacional aplicados à área de não-linearidades.

Desde então, os esforços foram investidos no estudo de não-linearidades e por fim focados em FWM, tendo como ponto de partida a premissa da simulação computacional bem como do estímulo de um algoritmo para simulação dos efeitos de SPM e XPM (GODOY, 2006).

Esta dissertação tem como principal objetivo apresentar um simulador WDM para análise das penalidades impostas pelo efeito não-linear FWM em sistemas ópticos, baseado na aproximação por bombeio sem depleção. Desenvolvido na linguagem de programação Fortran 90, o simulador considera além das características da fibra óptica, o número de canais injetados e suas respectivas potências, fornecendo dados para variadas análises das penalidades impostas por FWM a uma ampla diversidade de configurações dos sistemas WDM.

1.1. Organização da dissertação

Cabe neste ponto apenas esclarecer que, assim como na grande maioria das áreas tecnológicas, há uma presença muito grande de termos estrangeiros, sobretudo em Inglês, no uso corriqueiro da área de comunicações ópticas. No desenrolar da argumentação optamos por utilizar a tradução desses termos, exceto nos casos em que o Português ainda não apresente um termo consagrado pelo uso. Entretanto, observamos que raramente os acrônimos dos termos em português são adotados pelos pesquisadores de nosso país e, seguindo esta tendência, sempre que utilizarmos um acrônimo consideraremos o termo original em inglês. Além disto, sempre que mencionarmos um termo pela primeira vez, colocaremos entre parênteses seu acrônimo correspondente seguido de sua equivalência, ambos em inglês.

Para maior clareza e entendimento, a dissertação está dividida em cinco capítulos e organizada de modo a descrever e analisar, além dos conceitos básicos, casos relevantes envolvendo as penalidades impostas por FWM e os métodos e técnicas para reduzir as penalidades impostas por FWM. Inicialmente, este capítulo realiza uma revisão bibliográfica da evolução de sistemas de comunicação óptica de maneira a situar o tema proposto e, quando pertinente, especial atenção é dada às limitações impostas aos sistemas WDM pelo fenômeno de FWM, o qual constitui a base desta dissertação.

No Capítulo 2, abordamos as não-linearidades partindo das equações de Maxwell de modo a fornecer a base de fundamentação teórica desta dissertação. Ainda no Capítulo 2, as

características das não-linearidades são abordadas com mais detalhes conduzindo ao detalhamento de FWM. O estudo do modelo matemático utilizado é desenvolvido e algumas situações de interesse são ilustradas, onde os resultados numéricos obtidos mostram excelente concordância com outros encontrados na literatura (HILL, 1978), (SHIBATA, 1987), (FORGHIERI, 1995), (ZEILER, 1995).

No Capítulo 3, apresentamos o simulador desenvolvido e realizamos, através de simulações, diversas análises das características das fibras ópticas e o relacionamento destas com a FWM onde diferentes situações de interesse são investigadas separadamente. Também no Capítulo 3, são analisadas as recomendações do setor permanente de padronização em telecomunicações da União Internacional de Telecomunicações (ITU-T) referentes a alocação dos canais e realizadas diversas simulações pertinentes, bem como suas respectivas análises e discussões visando demonstrar a versatilidade e robustez do simulador desenvolvido frente às técnicas existentes para redução de FWM.

No Capítulo 4, abordamos as últimas pesquisas e técnicas para redução de FWM realizando simulações, comparações com outros cenários e discussões pertinentes, bem como abordamos as utilidades do efeito de FWM. Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões, assim como sugestões para a continuidade e extensão desta pesquisa.

1.2. *Evolução dos Sistemas de Comunicações Ópticas*

A Era das comunicações ópticas teve início a partir da invenção do laser em 1960. Ainda nesta década, em torno de 1966, especulou-se que as fibras ópticas poderiam ser utilizadas como meio de guiamento de luz, embora as fibras disponíveis na época apresentassem perdas maiores que 1.000 dB/km.

Um dos elementos chave na fabricação de fibras é a produção de sílica pura com baixos valores de atenuação. Um grande caminho tecnológico foi percorrido, desde os 1000 dB/km das primeiras fibras, porém, o passo essencial seria dado em 1970 através da inovação nos processos de purificação e fabricação resultando na primeira fibra óptica com perdas em torno de 20 dB/km na região de comprimento de onda de 1 μm . Paralelamente, pesquisas na área de lasers semicondutores de arseneto de gálio (GaAs) foram desenvolvidas e os sistemas de

comunicações ópticas tornaram-se cada vez mais rápidos e eficientes. Assim, já em 1978 a primeira geração de sistemas ópticos utilizando fibras multimodo operava comercialmente na região de comprimento de onda de $0,8 \mu\text{m}$, com espaçamento entre repetidores de até 10 km e uma capacidade aproximada de 450 (Mb/s)-km .

A segunda geração de sistemas ópticos foi implementada no início dos anos 80, com o desenvolvimento de lasers semicondutores de InGaAsP e de detectores operando na região de comprimento de onda de $1,3 \mu\text{m}$, onde a fibra apresenta um mínimo de dispersão e perdas menores que 1 dB/km. Espaçamentos entre repetidores de até 20 km tornaram-se possíveis, embora a taxa de bits dos primeiros sistemas estivesse limitada a 100 Mb/s principalmente pela dispersão intermodal presente nas fibras multimodo então utilizadas. Esta limitação foi superada com a demonstração experimental, em 1981, de uma transmissão de 2 Gb/s, por uma distância de 44 km, utilizando fibras monomodo. De fato, em 1987, sistemas ópticos de segunda geração operavam comercialmente a taxas de 1,7 Gb/s e com espaçamento entre repetidores em torno de 50 km.

A terceira geração de sistemas ópticos, operando na região de comprimento de onda de $1,55 \mu\text{m}$, onde as perdas na fibra são mínimas (em torno de 0,2 dB/km), possibilitou um aumento no espaçamento entre repetidores. Por outro lado, esses sistemas sofrem o severo efeito de dispersão cromática (GVD – *Group Velocity Dispersion*), apresentado pelas fibras monomodo em torno de $1,55 \mu\text{m}$, o que resulta no alargamento temporal dos pulsos. A introdução de sistemas operando na terceira janela foi, portanto, vagarosa. Os lasers convencionais de InGaAsP, de espectro muito largo, produziam um grande alargamento temporal dos pulsos e a conseqüente interferência entre bits adjacentes. Duas abordagens foram sugeridas para minimizar o problema: a utilização de fibras com dispersão deslocada (DSF - *Dispersion Shifted Fibers*), que apresentam um mínimo de dispersão para comprimentos de onda em torno de $1,55 \mu\text{m}$, e/ou de lasers semicondutores operando em um único modo longitudinal e com espectro mais fino (AGRAWAL, 2005; 2001a e 2001b).

O desenvolvimento das pesquisas em laboratório indicava, em 1985, a possibilidade de transmissões de até 4 Gb/s para distâncias superiores a 100 km através da utilização de repetidores optoeletrônicos com espaçamento periódico típico de 60-70 km. Por serem de alto custo e relativamente lentos para as necessidades da época, sistemas comerciais com taxas de

2,5 Gb/s só entraram em operação a partir de 1990, com o advento dos amplificadores ópticos a fibra dopada com Érbio EDFAs (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers*).

Os EDFAs operam na janela de 1,55 μm e substituíram os regeneradores eletrônicos, eliminando as conversões opto-eletrônicas e eletrónico-ópticas não desejadas, movendo o gargalo eletrônico para a periferia das redes. Dentre suas vantagens, figura a transparência ao tipo de modulação e a taxa de bits e, também, a capacidade de amplificar uma largura de banda de 30-40 nm (AGRAWALL, 2001b). A restrição imposta pelos EDFAs ao alcance dos sistemas de fibras ópticas resulta, principalmente, do ruído de Emissão Espontânea Amplificada (ASE - *Amplified Spontaneous Emission*) introduzido em cada amplificador que pode se tornar o fator limitante do sistema, dependendo do número de amplificadores em cascata e dos níveis de potência utilizados (HAYEE, 1999).

A quarta geração de sistemas ópticos tem feito uso da amplificação óptica para aumentar o espaçamento entre repetidores e da tecnologia WDM para aumentar a capacidade dos sistemas ópticos. A técnica WDM iniciou uma revolução que resultou em grande aumento da capacidade dos sistemas ópticos, onde as perdas na fibra são compensadas usando EDFAs espaçados de 60 a 80 km.

O contínuo processo de pesquisas e desenvolvimento caminha rumo à quinta geração de sistemas ópticos que tem como principal desafio operar sistemas WDM utilizando toda a ampla faixa de comprimentos de onda entre 1,3 - 1,65 μm . A operação nesta ampla faixa tem se tornado possível através do aumento da largura de banda dos amplificadores ópticos e do uso de fibras especiais que praticamente eliminam o pico de atenuação em torno de 1,4 μm . Adicionalmente, a quinta geração de sistemas ópticos tem melhorado a eficiência espectral - número de bits transmitido por unidade de frequência (em Hz) - através da adoção de novos formatos de modulação, aliado a um aumento da taxa de bits de cada canal WDM.

O fenômeno não-linear de FWM foi, primeiramente, investigado em fibras multimodo na década de 70 por STOLEN *et al* (1974). Como nestas fibras a constante de propagação de um modo de ordem superior é menor que aquela de um modo de ordem inferior, o casamento de fase – tão necessário para geração deste fenômeno com eficiência – pode ser obtido selecionando os modos apropriados. Foi utilizado, então, a geração de FWM como técnica para o estudo das propriedades de guias de onda e das susceptibilidades não-lineares do meio.

Ainda nesta época, HILL *et al* (1978) observou este fenômeno em fibras monomodo, onde o casamento de fase é aproximadamente obtido quando os campos injetados na fibra possuem pequenas separações em frequência e/ou estão alocados na região onde a dispersão da fibra é nula ou quase nula.

A propagação simultânea de canais finamente espaçados associada a altas taxas de transmissão, permite explorar a ampla largura de banda oferecida por fibras ópticas. Embora a utilização da tecnologia WDM amplie consideravelmente a capacidade dos sistemas ópticos, atenção especial deve ser destinada à análise das penalidades impostas pelas não-linearidades, as quais se encontram atualmente em amplo estudo e são o ponto de partida do desenvolvimento desta dissertação e aprofundamento na análise de FWM.

1.3. Proposta da Dissertação de Mestrado

Esta dissertação faz parte de um projeto da linha de pesquisa de Sistemas de Comunicações Ópticas do Mestrado em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense que visa o desenvolvimento de modelos numéricos, algoritmos (pacotes de *software*) e ferramentas computacionais eficientes capazes de simular os efeitos concernentes à geração, transmissão e recepção de sinais em redes ópticas.

Além de permitir a investigação de fenômenos físicos relacionados às atividades inerentes às pesquisas em andamento, o desenvolvimento de pacotes de *software* oferece as possibilidades de se projetar, analisar e planejar o desempenho de redes de comunicação óptica de forma flexível a custos relativamente baixos.

Os *softwares* desenvolvidos podem ser utilizados em ambiente de sala de aula em cursos de graduação e pós-graduação, complementando e exemplificando as explicações teóricas de disciplinas relacionadas ao ambiente de pesquisa, através da realização de simulações para casos específicos não cobertos pela literatura tradicional. Tal experiência vem sendo adotada na Unicamp com o *software* PC-Simfo, desenvolvido pelo grupo do Laboratório de Tecnologia Fotônica, e tem apresentado grande êxito e boa repercussão entre alunos e outros profissionais da área.

Existem disponíveis no mercado *softwares* com uma boa precisão numérica e com interfaces gráficas amigáveis capazes de simular uma ampla gama de sistemas ópticos. Diversas universidades e centros de pesquisa utilizam para fins acadêmicos alguns destes pacotes de *softwares* proprietários como, por exemplo, softwares da Optiwave® e da VPIphotonics™. Apesar dos softwares proprietários serem versáteis, podendo ser usados para projetar e simular os mais variados e complexos sistemas ópticos com uma boa precisão, são denominados “caixas pretas” por muitos engenheiros e pesquisadores, visto que não se tem acesso às rotinas e aproximações e métodos numéricos utilizadas internamente para os cálculos matemáticos. Adicionalmente, o custo de licenciamento/atualização destes softwares é elevado, o que torna sua utilização restrita a grandes universidades e centros de pesquisa que disponham dos recursos financeiros necessários.

Embora o software desenvolvido como produto desta dissertação tenha seguido criteriosamente a bibliografia sobre a temática, no que tange ao desenvolvimento matemático, o mesmo está sujeito às restrições inerentes a qualquer ambiente de simulação. Os resultados obtidos em simulações ganham cada vez mais confiabilidade à medida que são comparados com outros resultados experimentais e/ou teóricos disponíveis na literatura (ROUDAS, 2000). As rotinas implementadas foram extensivamente testadas e confrontadas com resultados teóricos e experimentais encontrados em outras análises. Em todos os casos, verificamos uma excelente concordância entre os resultados numéricos obtidos e os utilizados na literatura para comparação.

Os resultados obtidos através das simulações realizadas possibilitam a análise detalhada e compreensão das penalidades de FWM em fibras SMF, DSF e NZDSF e suas variações de acordo com as características específicas de cada fibra óptica analisada, demonstram que o software desenvolvido é uma ferramenta muito útil não apenas para atividades de ensino, como também de pesquisa.

2. Não-Linearidades em fibras ópticas

A ampla utilização da tecnologia WDM tem propiciado o aumento na capacidade dos sistemas ópticos. Para analisar o desempenho desses sistemas e redes de alta capacidade, faz-se necessário o estudo detalhado das não-linearidades da fibra óptica e posteriormente a sua incorporação nos modelos anteriormente desenvolvidos, os quais consideravam somente os efeitos da atenuação e dispersão cromática.

As propriedades não-lineares em meios ópticos foram demonstradas pela primeira vez em 1961 na geração harmônica de luz (FRANKEN, 1961). O experimento realizado constatou que um feixe de luz que incidia em um cristal óptico apresentava, após a propagação pelo cristal, comprimento de onda de 347 nm, o que era igual à metade do comprimento de onda da luz incidente de 694 nm. Esse experimento deu origem a outros trabalhos e permitiu a evolução dos conhecimentos teórico e experimental das propriedades não-lineares dos materiais ópticos.

2.1. Equação de Propagação

Como todos os fenômenos eletromagnéticos, a propagação da luz em fibras ópticas é governada pelas equações de Maxwell, que no Sistema Internacional de Unidades (SI – *Système Internationale*) são escritas como em DIAMENT (1990), BALANIS (1989) e AGRAWAL (2001b):

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_f \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.4)$$

nas quais \mathbf{E} e \mathbf{H} são, respectivamente, os vetores campo elétrico e magnético e \mathbf{D} e \mathbf{B} são as correspondentes densidades de fluxo elétrico e magnético. \mathbf{J} e ρ_f são, respectivamente, o vetor

densidade de corrente e a densidade de carga do meio os quais representam as fontes dos campos eletromagnéticos.

As densidades de fluxo \mathbf{D} e \mathbf{B} aparecem em resposta aos campos \mathbf{E} e \mathbf{H} , que se propagam no meio, e estão relacionadas a estes através das seguintes relações constitutivas (HECHT, 1999):

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}) \quad (2.6)$$

onde \mathbf{P} e \mathbf{M} são, respectivamente, as polarizações elétrica e magnética induzidas; ε_0 é a permissividade do vácuo e μ_0 é a permeabilidade do vácuo.

Como a fibra é um meio não-magnético ($\mathbf{M} = 0$) e na ausência de cargas livres ($\mathbf{J} = 0$ e $\rho_f = 0$), as equações de Maxwell podem ser reescritas em termos dos campos elétrico e magnético, utilizando-se as Equações (2.5) e (2.6):

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial t} \quad (2.8)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.10)$$

Tomando o rotacional da Equação (2.7), utilizando a Equação (2.8) e a relação $c^2 = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0}$,

onde c denota a velocidade da luz no vácuo, obtém-se, de acordo com Cubeddu *et al* (1970) e Fowles (1989):

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \quad (2.11)$$

Os efeitos não-lineares têm origem na resposta não-linear da sílica (ou de qualquer material do qual a fibra seja constituída) a um campo eletromagnético externamente aplicado.

Fundamentalmente, a origem dessa resposta não-linear está relacionada com o movimento anarmônico dos elétrons ligados sob a influência do campo aplicado. Como resultado, o vetor polarização induzida \mathbf{P} não varia linearmente com o campo elétrico \mathbf{E} , mas satisfaz a relação geral dada por AGRAWAL (2001b):

$$\mathbf{P} = \varepsilon_0 \left(\chi^{(1)} \cdot \mathbf{E} + \chi^{(2)} : \mathbf{E}\mathbf{E} + \chi^{(3)} : \mathbf{E}\mathbf{E}\mathbf{E} + \dots \right) \quad (2.12)$$

onde $\chi^{(j)}$ ($j=1, 2, \dots$) é a susceptibilidade de j -ésima ordem. De modo a incluir o efeito da polarização do campo elétrico, $\chi^{(j)}$ é um tensor de ordem $j+1$.

A susceptibilidade linear $\chi^{(1)}$ representa a contribuição dominante para \mathbf{P} . Seus efeitos são incluídos através do índice de refração linear $n(\omega)$ e do coeficiente de atenuação linear $\alpha(\omega)$ dados, respectivamente, por Cubeddu *et al* (1970):

$$n = \left[1 + \text{Re}(\tilde{\chi}^{(1)}) \right]^{1/2} \cong 1 + \frac{1}{2} \text{Re}(\tilde{\chi}^{(1)}) \quad (2.13)$$

$$\alpha = \frac{\omega}{nc} \text{Im}(\tilde{\chi}^{(1)}) \quad (2.14)$$

onde $\tilde{\chi}^{(1)}$ é a transformada de Fourier de $\tilde{\chi}^{(1)}(t)$ e Re e Im designam, respectivamente, as partes real e imaginária de $\tilde{\chi}^{(1)}$. O relacionamento com a constante dielétrica linear do meio, dependente da frequência ω , é feito através de Cubeddu *et al* (1970):

$$\varepsilon = \left(n + i \frac{\alpha c}{2\omega} \right)^2 \quad (2.15)$$

Para simplificar a notação, nas Equações (2.13)-(2.15), a dependência de n , α e ε em relação a frequência angular ω é omitida. Na Equação (2.15), $i = \sqrt{-1}$, é um número imaginário puro.

As susceptibilidades de ordem par, $\chi^{(j)}$ (j par), são nulas para meios que possuem simetria de inversão em escala molecular. Como a molécula de sílica apresenta tal simetria de inversão, a contribuição de $\chi^{(2)}$ é, normalmente, nula no caso dessas fibras (SHEN, 1984). Assim os efeitos não-lineares de menor ordem são originados pela susceptibilidade de terceira ordem.

O fato do vetor polarização induzida, \mathbf{P} , não variar linearmente com o campo elétrico, faz com que o índice de refração além de variar com a frequência, varie também com a intensidade do campo. É por isso que usualmente escreve-se o índice de refração como a soma de duas componentes, uma linear, que varia com a frequência, e outra não-linear, que varia com a intensidade do campo. A constante de proporcionalidade, entre a intensidade do campo e a componente não-linear do índice de refração, recebe o nome de coeficiente de índice de refração não-linear. Sendo assim, o índice de refração pode ser escrito utilizando a notação simplificada:

$$\tilde{n}(\omega, |\mathbf{E}|^2) = n(\omega) + n_2 |\mathbf{E}|^2 \quad (2.16)$$

onde $|\mathbf{E}|^2$ é a intensidade óptica no interior da fibra, e n_2 é o coeficiente de índice de refração não-linear da fibra dado por:

$$n_2 = \frac{3}{8n} \text{Re}(\chi_{xxxx}^{(3)}) \quad (2.17)$$

Distante das condições de ressonância do meio, como é o caso das fibras empregadas em sistemas de telecomunicações que operam na faixa de comprimento de onda de 0,5 a 2 μm , e considerando apenas os efeitos não-lineares de terceira ordem governados por $\chi^{(3)}$, a polarização induzida consiste de uma parte linear, \mathbf{P}_L , e uma parte não-linear, \mathbf{P}_{NL} . Considerando então apenas a susceptibilidade não-linear de terceira ordem, a Equação (2.12) pode ser reescrita como:

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) \quad (2.18)$$

sendo $\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t)$ a parte linear do vetor polarização, dada por:

$$\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(1)}(t-t') \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t') dt' \quad (2.19)$$

e $\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t)$ a parte não-linear do vetor polarização, escrita como Cubeddu *et al* (1970):

$$\mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \chi^{(3)}(t-t_1, t-t_2, t-t_3) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_1) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_2) \mathbf{E}(\mathbf{r}, t_3) dt_1 dt_2 dt_3 \quad (2.20)$$

Nas Equações (2.18)-(2.20), \mathbf{r} é o vetor posição e as Equações (2.11), (2.12), (2.19) e (2.20) fornecem um formalismo geral para tratar os efeitos não-lineares de mais baixa ordem em fibras ópticas. Através delas, podemos obter uma Equação que descreve o comportamento dos pulsos que se propagam na fibra, em bandas de interesse em telecomunicações (BALANIS, 1989). Para fazer isso, a Equação (2.18) é substituída na Equação (2.11) e se utiliza a identidade vetorial de operadores diferenciais:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} \quad (2.21)$$

Admitindo a condição de guiamento fraco, $\nabla \cdot \mathbf{D} = \varepsilon(\nabla \cdot \mathbf{E}) = \mathbf{0}$, obtémomos, então:

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 (\mathbf{P}_L + \mathbf{P}_{NL})}{\partial t^2} \quad (2.22)$$

A Equação (2.22) descreve adequadamente a propagação de pulsos em fibras ópticas. É importante lembrar que a única aproximação realizada trata da polarização não-linear, dada pela Equação (2.20), a qual leva em conta apenas a contribuição não-linear de terceira ordem. Entretanto, para resolvê-la, é conveniente fazer uma série de outras aproximações e simplificações. Tais procedimentos, que resultarão no desenvolvimento da chamada Equação Não-Linear de Schrödinger (NLSE – *Non-Linear Schrödinger Equation*), permitem que seja identificado e entendido o comportamento de diversos fenômenos que atuam sobre a propagação de pulsos em fibras.

Não é objetivo desta pesquisa um detalhamento maior sobre a NLSE, visto que a mesma é amplamente abordada em diversas literaturas tais como Cubeddu, Polloni, Sacchi, Svelto (1970), Sisakyan & Shvartsburg (1984), Balanis (1989), Agrawal (2001b) e estudos recentes de Godoy (2006). A NLSE descreve a propagação do envelope de um pulso em uma fibra óptica monomodo, no regime de propagação não-linear, dispersivo e com perdas e é dada por:

$$\frac{\partial \bar{A}}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} \bar{A} = j\gamma |\bar{A}|^2 \bar{A} \quad (2.23)$$

Fisicamente, o envelope do pulso \bar{A} se move com velocidade de grupo $v_g = 1/\beta_1$. O parâmetro β_2 é responsável pelo alargamento temporal do pulso. O parâmetro β_2 pode ser positivo ou negativo, dependendo se o comprimento de onda λ é menor ou maior que o comprimento de onda de zero de dispersão cromática λ_D da fibra. No regime de dispersão normal ($\lambda < \lambda_D$), β_2

é positivo, já no regime de dispersão anômala ($\lambda > \lambda_D$), β_2 é negativo. As perdas na fibra estão representadas por α . Os efeitos não-lineares, representados através do parâmetro γ , manifestam-se, qualitativamente, de diferentes maneiras, dependendo do sinal de β_2 .

Embora um grande número de efeitos não-lineares esteja previsto na Equação de propagação (2.23), novos termos devem ser adicionados à equação de modo a incluir fenômenos inelásticos tais como os espalhamentos estimulados Raman (SRS) e Brillouin (SBS) (AGRAWAL, 2001a). Além disto, pulsos contrapropagantes são completamente ignorados e, conseqüentemente, a utilização de redes de Bragg não está prevista. Outra grande limitação da Equação (2.23) é com relação à omissão da natureza vetorial dos campos eletromagnéticos. Assim os efeitos da birrefringência, onde todas as componentes de campo precisam ser consideradas, não são levados em conta e a análise do efeito de Dispersão por Modo de Polarização (PMD - *Polarization-Mode Dispersion*) não é possível.

2.2. Efeitos não-lineares

Os efeitos não-lineares podem ser divididos em duas classes:

- I. A primeira classe abrange os efeitos não-lineares que ocorrem devido à dependência existente entre o índice de refração e a potência óptica. Dentre esses efeitos, podemos citar a auto-modulação de fase (SPM), modulação de fase cruzada (XPM), instabilidade de modulação (MI) e mistura de quatro ondas (FWM). Os efeitos de SPM, XPM e MI são brevemente comentados ainda nessa seção, enquanto o efeito de FWM, objeto de estudo desta dissertação, é abordado na seção seguinte.

- II. A segunda classe de efeitos não-lineares abrange os efeitos de espalhamento devidos à interação entre o campo eletromagnético e os fônons (vibrações moleculares) do meio que constitui a fibra. Nessa classe enquadram-se os fenômenos de espalhamento estimulado Brillouin (SBS) e espalhamento estimulado Raman (SRS) (ABBADÉ, 2001). Por se tratar de uma classe de efeitos não-lineares que está fora do escopo desta pesquisa, os comentários a respeito da mesma ficam limitados apenas a este parágrafo.

2.2.1. Auto-modulação de fase

A auto-modulação de fase (SPM) causa um desvio de fase induzido que é proporcional à intensidade óptica do próprio sinal. A mudança de fase do campo é dada por (AGRAWAL, 2001b):

$$\phi = \tilde{n} k_0 L = \left(\tilde{n} + n_2 |E|^2 \right) k_0 L \quad (2.24)$$

onde $k_0 = 2\pi/\lambda$ é o número de onda no espaço livre, λ é o comprimento de onda e L é o comprimento da fibra. Diferentes partes de um mesmo pulso são submetidas a diferentes desvios de fase, ocasionando um *chirp*, que por sua vez causará um alargamento espectral. Se esse alargamento espectral atuar da mesma forma que o alargamento causado pela dispersão, a SPM pode aumentar significativamente as penalidades impostas pela dispersão. Caso contrário, a SPM pode compensar os efeitos dispersivos e, sob condições especiais, gerar pulsos solitônicos. Em Harboe (2000) e Heatley (1991) podemos encontrar a análise teórica e também as aplicações de pulsos solitônicos.

2.2.2. Modulação de fase cruzada

A modulação de fase cruzada (XPM) ocorre nos sistemas que transmitem informações em diferentes comprimentos de onda, como os sistemas WDM, onde o desvio de fase induzido em um dado canal também será proporcional à intensidade dos pulsos e a forma de onda em outros canais. Essa dependência dá origem à XPM e pode ser bastante relevante, principalmente em sistemas WDM que operam com fibras de dispersão deslocada, altas taxas de transmissão e espaçamento entre canais relativamente pequeno (ABBADÉ, 2001).

Na XPM, a intensidade do campo em cada comprimento de onda altera o índice de refração e esta alteração do índice de refração causa uma modulação adicional na fase dos demais comprimentos de onda presentes na fibra óptica. A SPM pode ser vista como um caso particular de XPM, no entanto esta última tem predominância, uma vez que possui o dobro de eficiência. Assim, na XPM, a fase óptica de um canal torna-se modulada pela potência do outro canal e a dispersão cromática converte essas flutuações de fase em variações de potência, gerando o *crosstalk* (interferência de um canal sobre outro).

As penalidades geradas pelo *crosstalk* podem limitar o alcance de sistemas WDM, sendo relatadas em diversas literaturas tais como Agrawal (2001b), Kaminow (2002) e estudos atuais como Godoy (2006).

2.2.3. Instabilidade de Modulação

Em dadas circunstâncias de propagação de múltiplos canais pela fibra, nas quais o espaçamento entre canais e o regime de dispersão são adequados, o número de onda de um desses canais torna-se imaginário. Quando isso ocorre, esse canal experimenta um ganho proporcional à potência dos canais que estão próximos a ele. Esse fenômeno é conhecido por instabilidade de modulação (MI) e tem se tornado importante, principalmente em sistemas fotônicos de longa distância com múltiplos amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFAs) (ABBADE, 2001).

Quando a fibra opera no regime de dispersão anômala, o ruído ASE pode ser enriquecido pela MI, degradando o espectro do sinal e, conseqüentemente, limitando o desempenho do sistema. Um ponto de fundamental importância com a MI é que o fenômeno ocorre devido a interação entre a dispersão e a não-linearidade da fibra.

Fisicamente, podemos descrever a MI como o enriquecimento dos sinais em torno dos canais propagantes. A MI pode acontecer nas seguintes situações:

- a) interação entre dois ou mais canais que se propagam pela fibra, neste caso diz-se que a MI foi induzida pela XPM;
- b) interação entre uma onda contínua (CW - *Continuous Wave*) e uma perturbação, neste caso diz-se que a MI foi induzida pela SPM;
- c) interação entre os modos de polarização de uma fibra monomodo.

No contexto de fibras ópticas, a MI foi primeiramente estudada em 1966 (BESPALOV, 1966) e seus princípios físicos, sua formulação matemática, análises teóricas e experimentais, como também algumas aplicações, são apresentados em Hasegawa (1973), Fragnito (1999) e Abbade (2001).

2.3. *Mistura de Quatro Ondas*

O efeito não-linear Mistura de Quatro Ondas (FWM – *Four Wave Mixing*), objeto de estudo desta dissertação, causa interferência em sistemas WDM originando novos canais, cujas frequências correspondem ao batimento entre quaisquer três sinais presentes no sistema. Ao contrário de SPM e XPM, esse fenômeno independe da taxa de transmissão de bits, sendo criticamente dependente do parâmetro de dispersão da fibra e do espaçamento entre canais. Em particular, sistemas que adotam um espaçamento uniforme entre canais estão mais sujeitos ao *crosstalk* gerado por FWM, conforme será mostrado ao longo desta dissertação.

A FWM torna-se relevante em situações especiais, nas quais a condição de casamento de fase, explicada na seção seguinte é, ao menos aproximadamente, satisfeita. A interação entre os sinais e a conseqüente geração de novas frequências ópticas degradam severamente o desempenho das modernas redes. Esta situação ocorre, por exemplo, na propagação de sinais em fibra com dispersão deslocada (fibra DSF), projetadas para minimizar as penalidades devidas à atenuação e dispersão, conforme Agrawal (2001a e 2001b), Agrawal, Baldeck, & Alfano (1989) e Bloembergen (2000).

2.3.1. **A origem da mistura de quatro ondas**

Nos processos de espalhamento estimulado, as fibras ópticas têm um papel ativo no sentido que o processo depende de vibrações moleculares ou variações de densidade da sílica. Na classe onde figura a FWM, as fibras ópticas têm um papel passivo exceto por mediar a interação entre as várias ondas ópticas. Tais processos não-lineares são chamados processos paramétricos, pois os mesmos envolvem modulação de um parâmetro do meio, tal como o índice de refração. A origem dos processos paramétricos encontra-se na resposta não-linear de elétrons confinados em um material ao qual é aplicado um campo óptico. Mais especificamente, a polarização induzida no meio não é linear em relação ao campo aplicado, mas contém termos cujas magnitudes são governadas pelas susceptibilidades não-lineares (AGRAWAL, 2001b).

Os processos paramétricos podem ser classificados como processos de segunda ou terceira ordem dependendo se a susceptibilidade de segunda ou de terceira ordem, $\chi^{(2)}$ ou $\chi^{(3)}$,

respectivamente, é a responsável pelos mesmos. Estes processos ocorrem devido aos efeitos de quadrupolo e dipolo magnéticos, mas com uma relativa baixa eficiência de conversão. Inesperadamente, conversões de alta eficiência ($\sim 1\%$) para a geração do segundo harmônico podem ser observadas em fibras ópticas sob condições específicas (AGRAWAL, 2001b).

Fisicamente, a FWM é caracterizada pela geração de novas frequências a partir da interação entre as frequências (canais) que estão se propagando pela fibra. Estes canais, mediados pelas propriedades não-lineares da fibra, fornecem parte de sua energia para a geração de sinais em novas frequências (SHIBATA, BRAUN, WAARTS, 1987; HILL, JOHNSON, KAWASAKI, MACDONALD, 1978; STOLEN, BJORKHOLM, ASHKIN, 1974). Esta característica principal pode ser entendida considerando o termo de polarização de terceira ordem na Equação (2.12) dado por:

$$\mathbf{P}_{NL} = \varepsilon_0 \chi^{(3)} \vdots \mathbf{EEE} \quad (2.25)$$

Considerando quatro ondas ópticas oscilando nas frequências ω_1 , ω_2 , ω_3 e ω_4 , linearmente polarizadas ao longo do eixo x , o campo elétrico total pode ser escrito como:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{2} \hat{x} \sum_{j=1}^4 E_j \exp \left[i \left(k_j z - \omega_j t \right) \right] + c.c. \quad (2.26)$$

onde a constante de propagação $k_j = n_j \omega_j / c$, n_j é o índice de refração na frequência ω_j , e todas as quatro ondas são assumidas como propagantes na mesma direção z . Na Equação (2.26), $c.c$ designa o complexo conjugado. Substituindo a Equação (2.26) na Equação (2.25) e expressando \mathbf{P}_{NL} da mesma forma que \mathbf{E} usando:

$$\mathbf{P}_{NL} = \frac{1}{2} \hat{x} \sum_{j=1}^4 P_j \exp \left[i \left(k_j z - \omega_j t \right) \right] + c.c. \quad (2.27)$$

verificamos que $P_j (j=1,4)$ consiste em um grande número de termos envolvendo os produtos de três campos elétricos. Por exemplo P_4 , que oscila na frequência ω_4 pode ser expresso como:

$$P_4 = \frac{3\varepsilon_0}{4} \chi_{xxx}^{(3)} \left[|E_4|^2 E_4 + 2 \left(|E_1|^2 + |E_2|^2 + |E_3|^2 \right) E_4 + 2E_1 E_2 E_3 \exp(i\theta_+) + 2E_1 E_2 E_3^* \exp(i\theta_-) + \dots \right] \quad (2.28)$$

Onde θ_+ e θ_- são definidos como

$$\theta_+ = (k_1 + k_2 + k_3 - k_4)z - (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 - \omega_4)t \quad (2.29)$$

$$\theta_- = (k_1 + k_2 - k_3 - k_4)z - (\omega_1 + \omega_2 - \omega_3 - \omega_4)t \quad (2.30)$$

Na Equação (2.28), o termo $|E_4|^2 E_4$ corresponde à parcela dos efeitos da SPM, o termo $2(|E_1|^2 + |E_2|^2 + |E_3|^2)E_4$ corresponde a XPM e os termos restantes $[2E_1 E_2 E_3 \exp(i\theta_+) + 2E_1 E_2 E_3^* \exp(i\theta_-) + \dots]$ representam a FWM. A eficiência destes termos na produção de acoplamento paramétrico depende da fase relativa entre E_4 e P_4 governada por θ_+ , θ_- ou outro ângulo similar.

A geração de FWM será tão mais eficiente quanto menor a fase relativa entre E_4 e P_4 . De acordo com as Equações (2.29) e (2.30), isso requer um casamento de frequências assim como de vetores de onda. O casamento de vetores de onda é usualmente denominado casamento de fase. Em termos de mecânica quântica, a FWM acontece quando são aniquilados fótons de uma ou mais ondas e são criados novos fótons em frequências diferentes tal que a energia líquida e o *momentum* são conservados durante a interação paramétrica. Assim, a condição de casamento de fase requer uma escolha específica das frequências e dos índices de refração para a ocorrência dos processos paramétricos.

Observamos na Equação (2.28) que existem dois tipos de termos de FWM. O termo contendo θ_+ corresponde ao caso onde três fótons transferem sua energia para um único fóton na frequência $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 + \omega_3$. Este termo é responsável por fenômenos como a geração do terceiro harmônico quando $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3$, ou conversão para a frequência $2\omega_1 + \omega_3$ quando $\omega_1 = \omega_2 \neq \omega_3$. Em geral, é difícil satisfazer a condição de casamento de fase para tal processo ocorrer em fibras ópticas com altas eficiências.

Por outro lado, o termo contendo θ_- na Equação (2.28) corresponde ao caso onde dois fótons com frequências ω_1 e ω_2 são aniquilados com a criação simultânea de dois fótons com frequências ω_3 e ω_4 tal que

$$\omega_3 + \omega_4 = \omega_1 + \omega_2 \quad (2.31)$$

A condição para a ocorrência do casamento de fase é

$$\Delta k = k_3 + k_4 - k_1 - k_2 = (n_3\omega_3 + n_4\omega_4 - n_1\omega_1 - n_2\omega_2)/c = 0 \quad (2.32)$$

Satisfazer a condição de $\Delta k = 0$, no caso específico de $\omega_1 = \omega_2$, é considerado relativamente fácil (AGRAWAL, 2001b). Este caso, denominado degenerado, ou algumas vezes parcialmente degenerado, foi estudado quase exclusivamente no contexto de fibras ópticas. Fisicamente, ele se manifesta de modo similar ao espalhamento estimulado Raman (SRS), onde uma onda de bombeio de alta potência na frequência ω_1 cria duas bandas laterais (*sidebands*) localizadas simetricamente às frequências ω_3 e ω_4 com deslocamento de frequência Ω_s dado por:

$$\Omega_s = \omega_1 - \omega_3 = \omega_4 - \omega_1 \quad (2.33)$$

onde assumimos por definição que $\omega_3 < \omega_4$. A banda lateral de baixa frequência ω_3 e a banda lateral de alta frequência ω_4 são chamadas de bandas Stokes e anti-Stokes, respectivamente, em analogia direta com SRS, conforme ilustra a figura 2.1. A FWM, portanto, transfere energia de uma onda de bombeio de alta potência para duas ondas, com deslocamentos de frequência Ω_s acima e abaixo da frequência de bombeio ω_1 .

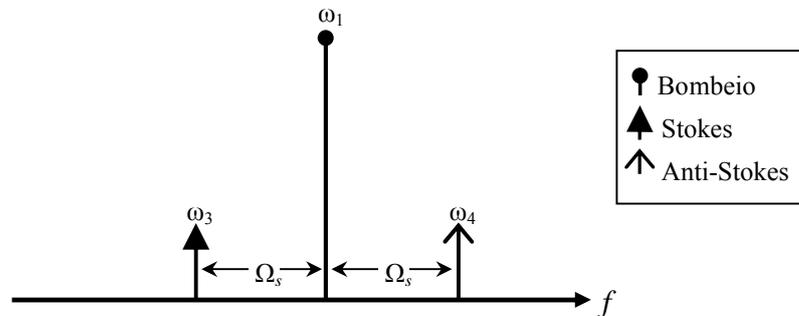


Figura 2.1 – Ondas Stokes e anti-Stokes geradas a partir de um bombeio de alta potência.

Originalmente, a mistura de quatro ondas degenerada foi chamada de mistura de três ondas, na medida em que apenas duas frequências distintas induziam a interação não-linear. Nesta dissertação, o termo mistura de quatro ondas é usado em todas as situações.

Por sua vez, quando três distintas frequências ópticas participam do processo, a interação FWM é chamada não degenerada. Por questão de generalidade, esse caso ilustra o formalismo matemático de FWM apresentado a seguir.

2.3.2. Formulação Matemática

O ponto de partida é a equação de onda (2.20) para o campo elétrico total $\mathbf{E}(\mathbf{r},t)$ com \mathbf{P}_{NL} dado pela Equação (2.25). As Equações (2.26) e (2.27) são substituídas na equação de onda, juntamente com uma expressão semelhante para a parte linear da polarização. A dependência temporal dos componentes de campo E_j ($j=1,4$) é desprezada, assumindo condições de onda quase contínua (CW). A dependência espacial é, todavia, incluída usando:

$$E_j(\mathbf{r})=F_j(x,y)A_j(z) \quad (2.34)$$

onde $F_j(x,y)$ é a distribuição espacial do modo da fibra para o j -ésimo campo propagante (STOLEN, BJORKHOLM; 1982). A evolução da amplitude $A_j(z)$ é governada por um conjunto de quatro equações acopladas que, de acordo com Agrawal (2001a), podem ser escritas como:

$$\frac{dA_1}{dz} = \frac{in'_2 \omega_1}{c} \left[\left(f_{11}|A_1|^2 + 2 \sum_{k \neq 1} f_{1k}|A_k|^2 \right) A_1 + 2f_{1234}A_2^*A_3A_4e^{i\Delta kz} \right] \quad (2.35)$$

$$\frac{dA_2}{dz} = \frac{in'_2 \omega_2}{c} \left[\left(f_{22}|A_2|^2 + 2 \sum_{k \neq 2} f_{2k}|A_k|^2 \right) A_2 + 2f_{2134}A_1^*A_3A_4e^{i\Delta kz} \right] \quad (2.36)$$

$$\frac{dA_3}{dz} = \frac{in'_2 \omega_3}{c} \left[\left(f_{33}|A_3|^2 + 2 \sum_{k \neq 3} f_{3k}|A_k|^2 \right) A_3 + 2f_{3412}A_1A_2A_4^*e^{-i\Delta kz} \right] \quad (2.37)$$

$$\frac{dA_4}{dz} = \frac{in'_2 \omega_4}{c} \left[\left(f_{44}|A_4|^2 + 2 \sum_{k \neq 4} f_{4k}|A_k|^2 \right) A_4 + 2f_{4312}A_1A_2A_3^*e^{-i\Delta kz} \right] \quad (2.38)$$

Nas Equações (2.35)-(2.38), A_j^* ($j=1,4$) designa o complexo conjugado de A_j . Na obtenção dessas equações, apenas os termos correspondentes à condição de quase casamento de fase foram retidos e a dependência do parâmetro $\chi^{(3)}$ em relação a frequência foi desprezada. O parâmetro n'_2 representa o coeficiente de índice de refração não-linear definido pela Equação (2.23). A nova notação n'_2 foi utilizada para evitar confusão com o próprio índice de refração n_2 associado ao sinal 2.

A integral de superposição f_{ijkl} é dada por Stolen & Bjorkholm (1982):

$$f_{ijkl} = \frac{\langle F_i^* F_j^* F_k^* F_l^* \rangle}{\left[\langle |F_i|^2 \rangle \langle |F_j|^2 \rangle \langle |F_k|^2 \rangle \langle |F_l|^2 \rangle \right]^{1/2}} \quad (2.39)$$

Na Equação (2.39) os colchetes angulares denotam integração nas coordenadas transversais x e y .

As Equações (2.35)-(2.38) são gerais no sentido incluírem os efeitos de SPM, XPM e FWM com depleção da bomba e sua solução requer um tratamento numérico complexo. Entretanto, uma solução analítica aproximada pode ser obtida considerando que as ondas de bombeio são muito mais intensas que as ondas Stokes e anti-Stokes criadas no processo de interação e, conseqüentemente, as ondas de bombeio não sofrem depleção, sendo apenas atenuadas à medida que se propagam na fibra. Como uma simplificação adicional, admitemos que a Equação (2.39) pode ser reescrita como $f_{ijkl} = 1/A_{\text{eff}}$ ($i, j = 1, \dots, 4$), onde A_{eff} é a área efetiva do núcleo da fibra. Este caso simplificado permite um bom entendimento do fenômeno de FWM sendo analisado na seção seguinte.

2.3.3. FWM em sistemas não amplificados com dispersão uniforme – aproximação para bombeio sem depleção

Por razões históricas, todas as análises a cerca de FWM em sistemas de transmissão óptica são baseadas na aproximação dada por HILL (1978), que utiliza o sistema gaussiano de unidades. Convenientemente, nesta dissertação, assim como ZEILER (1995) e AGRAWAL (2001), a análise realizada é baseada no sistema MKS (*Meter Kilogram Second*) de unidades. Convém ressaltar que, com certa manipulação algébrica, as expressões analíticas obtidas podem ser transformadas para o sistema gaussiano e comparadas com as de HILL (1978).

Cabe aqui uma breve observação a respeito da notação utilizada até então, onde os índices i, j e k são usados para designar as combinações entre os canais. Diferentemente de AGRAWAL (2001a), adotaremos a partir deste ponto a mesma notação proposta por ZEILER (1995) onde os referidos índices são representados por p, q e r , respectivamente. Tal alteração visa não apenas seguir a notação dos autores que aprofundaram pesquisas em relação a FWM com aproximação para bombeio sem depleção, mas também distinguir o índice i referente ao canal

injetado da notação de $i = \sqrt{-1}$ (imaginário puro), a qual é utilizada em diversas equações a seguir.

A partir da Equação (2.23), incluindo as perdas da fibra e considerando as aproximações anteriormente mencionadas, é possível escrever a equação de propagação simplificada para a amplitude do sinal FWM, então denominado $A_{FWM}(z)$. As contribuições referentes a SPM e XPM foram desprezadas.

$$\frac{dA_{FWM}}{dz} + \frac{\alpha}{2} A_{FWM} = \frac{in'_2 \omega_{FWM}}{cA_{eff}} \left[\left(\sum_p \sum_q \sum_r A_p A_q A_r^* e^{i\Delta\beta z} \right) \right] \quad (2.40)$$

Onde $\omega_{FWM} = \omega_p + \omega_q - \omega_r$, $\Delta\beta = -\Delta k$ (definido pela Equação 2.32) e representa, portanto, o descasamento de fase.

Na Equação (2.40), o somatório triplo indica todos os possíveis batimentos (combinações) de frequências ω_p , ω_q , ω_r que geram FWM na frequência $\omega_{FWM} = \omega_p + \omega_q - \omega_r$. Para prover um melhor entendimento do mecanismo de FWM e facilitar o tratamento matemático, consideramos, inicialmente, uma contribuição isolada A_{pqr} . A partir da Equação (2.40), escreve-se:

$$\frac{d}{dz} A_{pqr}(z) + \frac{\alpha}{2} A_{pqr}(z) = i \frac{n'_2 \omega_{pqr}}{cA_{eff}} A_p(z) A_q(z) A_r^*(z) \exp[i(\beta_p + \beta_q - \beta_r - \beta_{pqr})z] \quad (2.41)$$

Na Equação (2.41), β é a constante de propagação da onda. Utilizando-se a aproximação para o bombeio sem depleção, as amplitudes das ondas de luz (p , q , r) que induzem a FWM são assumidas como sendo muito maiores que as ondas de luz de FWM, tal que a potência das mesmas não sofre perda pelo processo de FWM. A amplitude do sinal pode então ser escrita como:

$$A_n(z) = A_n(0) \exp\left(-\frac{\alpha}{2} z\right) \quad (n = p, q, r) \quad (2.42)$$

onde $A_n(0)$ é a amplitude do sinal incidente em $z = 0$. Utilizando $\Delta\beta = \beta_p + \beta_q - \beta_r - \beta_{pqr}$ e inserindo a Equação (2.42) na Equação (2.41) resulta em:

$$\frac{d}{dz} A_{pqr}(z) + \frac{\alpha}{2} A_{pqr}(z) = i \frac{n'_2 \omega_{pqr}}{cA_{eff}} A_p(0) A_q(0) A_r^*(0) \exp\left(-\frac{3}{2} \alpha z\right) \exp(i\Delta\beta z) \quad (2.43)$$

Integrando sobre o comprimento da fibra L e usando a condição de contorno $A_{pqr}(0) = 0$ obtém-se a solução analítica. O detalhamento da manipulação algébrica que origina a solução analítica pode ser encontrado em Song *et al* (1999), tendo como resultado:

$$A_{pqr}(L) = i \frac{n_2 \omega_{pqr}}{c A_{eff}} A_p(0) A_q(0) A_r^*(0) \exp\left(-\frac{1}{2} \alpha L\right) \frac{\exp[(-\alpha + i\Delta\beta)L] - 1}{i\Delta\beta - \alpha} \quad (2.44)$$

A média temporal de potência da onda na frequência ω_{pqr} é dada por AGRAWAL (2001b)

$$P_{pqr}(z) = |A_{pqr}(z)|^2 \quad (2.45)$$

Usando a Equação (2.45) e $\omega_{pqr} = 2\pi c/\lambda$, a Equação (2.44) pode ser usada para calcular analiticamente a potência de FWM, P_{pqr} , na frequência $\omega_{pqr} = \omega_p + \omega_q - \omega_r$, no final da fibra de comprimento L como ZEILER (1995):

$$P_{pqr}(L) = \frac{4\pi^2 n_2^2}{A_{eff}^2 \lambda^2} P_p(0) P_q(0) P_r(0) \exp(-\alpha L) \left| \frac{\exp[(-\alpha + i\Delta\beta)L] - 1}{i\Delta\beta - \alpha} \right|^2 \quad (2.46)$$

onde $P_n(0)$ ($n=p,q,r$) são as potências das ondas injetadas na fibra. Cabe aqui salientar que a Equação (2.46) foi obtida considerando a utilização de sinais de onda contínua (CW) e que as potências das portadoras P_p , P_q e P_r não sofrem depleção, ou seja, a Equação (2.46) não leva em consideração as parcelas de potência que são transferidas de P_p , P_q e P_r para os produtos gerados pela FWM durante a propagação pela fibra. Dessa forma, o efeito da atenuação considerado é apenas devido à atenuação da fibra. Adicionalmente, cabe ressaltar também que a condição CW leva ao cenário onde FWM apresenta as maiores penalidades.

A potência total de FWM em dada frequência ω_{FWM} consiste na soma de todas as possíveis contribuições tal que $\omega_{FWM} = \omega_p + \omega_q - \omega_r$. Conforme pode ser observado, a potência total de FWM está diretamente relacionada com a alocação das frequências dos canais injetados na fibra, sendo esta relação abordada na seção seguinte.

2.4. Fatores que influenciam a eficiência de geração de FWM

2.4.1. Descasamento de fase

A eficiência da geração de FWM depende fortemente da diferença das constantes de propagação (ou vetores de onda) das várias ondas devido à dispersão da fibra, denominada

descasamento de fase. Este descasamento de fase é representado na Equação (2.46) pelo parâmetro $\Delta\beta = \beta_p + \beta_q - \beta_r - \beta_{pqr}$. De modo a encontrar uma expressão para o descasamento de fase, a constante de propagação β deve ser expandida em uma série de Taylor em torno de uma dada frequência $f_0 = c/\lambda_0$ escolhida convenientemente. Depois de reter termos até terceira ordem, a constante de propagação é dada por ZEILER (1995):

$$\begin{aligned}\beta(f) &= \beta(f_0) + (f - f_0) \frac{d\beta}{df}(f_0) + \frac{1}{2}(f - f_0)^2 \frac{d^2\beta}{df^2}(f_0) + \frac{1}{6}(f - f_0)^3 \frac{d^3\beta}{df^3}(f_0) = \\ &= \beta(f_0) + (f - f_0) \beta_1 + \frac{1}{2}(f - f_0)^2 \beta_2 + \frac{1}{6}(f - f_0)^3 \beta_3 = \\ &= \beta(f_0) + (f - f_0) \frac{d\beta}{df}(f_0) - (f - f_0)^2 \frac{\lambda_0^2 \pi}{c} D(\lambda_0) + (f - f_0)^3 \frac{\lambda_0^4 \pi}{3c^2} \left\{ \frac{2}{\lambda} D(\lambda_0) + \frac{dD(\lambda_0)}{d\lambda} \right\}\end{aligned}\quad (2.47)$$

Na qual

$$\beta_n = \left[\frac{d^n \beta}{d\omega^n} \right]_{\omega=\omega_0} \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (2.48)$$

onde $1/\beta_1$ é a velocidade de grupo com a qual se move o envelope do pulso, β_2 é o parâmetro referente à dispersão cromática (dispersão de velocidade de grupo - GVD) e β_3 estabelece a relação entre o parâmetro de dispersão, D , e a inclinação da curva de dispersão ($dD/d\lambda$) da fibra.

A Equação (2.47) é válida em uma faixa de frequências (ou comprimentos de onda) em torno de f_0 , em que a inclinação (*slope*) da curva de dispersão é linear, isto é, enquanto a dispersão de segunda ordem é constante. Após alguma manipulação algébrica, podemos reescrever a Equação (2.47), como ZEILER (1995):

$$\begin{aligned}\Delta\beta &= \beta(f_1) + \beta(f_2) - \beta(f_3) - \beta(f_F) \\ &= \left[(f_3 - f_0)^2 + (f_1 - f_0)(f_2 - f_3) - (f_2 - f_0)(f_3 - f_0) \right] \frac{2\lambda_0^2 \pi}{c} D(\lambda_0) \\ &\quad - (f_1 - f_3)(f_2 - f_3) \left[(f_1 - f_0) + (f_2 - f_0) \right] \frac{\lambda_0^4 \pi}{c^2} \left[\frac{2}{\lambda} D(\lambda_0) + \frac{dD(\lambda_0)}{d\lambda} \right]\end{aligned}\quad (2.49)$$

2.4.2. Número de canais e o *crosstalk* óptico

Em sistemas de transmissão WDM, os produtos de FWM são gerados por várias combinações de interações entre os sinais injetados na fibra. Para N canais injetados em uma fibra óptica o número de produtos gerados pela FWM, M , pode ser determinado por TKACH et al (1991):

$$M = \frac{(N^3 - N^2)}{2} \quad (2.50)$$

Através da Equação (2.49) observamos que o número de produtos de FWM cresce rapidamente em relação ao número de canais injetados na fibra. Em uma fibra onde são injetadas três frequências distintas, são gerados nove produtos resultantes de FWM. Da mesma forma, em sistemas WDM operando com apenas dez canais têm-se 450 produtos resultantes de FWM.

A figura 2.2 ilustra duas situações com três diferentes sinais de frequências f_1 , f_2 , f_3 e os respectivos produtos de FWM. Como resultado, temos nove novas frequências definidas por f_{pqr} ($p, q, r = 1, 2, 3$; $p, q \neq r$) resultantes de FWM. Como pode ser observado através da figura 2.2a, onde é utilizado espaçamento uniforme entre os canais, as frequências de vários produtos resultantes do processo de FWM se sobrepõem às frequências dos sinais injetados na fibra (canais) devido à igual separação entre frequências, ou seja, $\Delta f = f_2 - f_1 = f_3 - f_2$. A figura 2.2b ilustra o caso onde é utilizado espaçamento não uniforme entre os canais onde $f_2 - f_1 \neq f_3 - f_2$ e, como pode ser observado, os produtos de FWM não coincidem com os canais injetados.

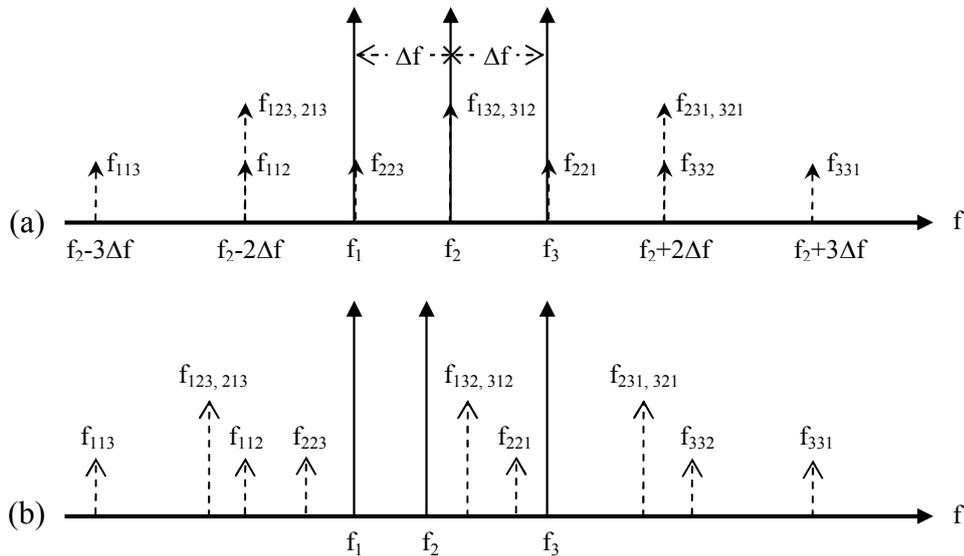


Figura 2.2 Esboço de três ondas injetadas com frequências f_1 , f_2 e f_3 e as nove ondas geradas pelo processo de FWM para (a) separação (Δf) uniforme entre as frequências dos canais e (b) separação não uniforme entre as frequências dos canais. Reproduzido de acordo com SHIBATA *et al* (1987), ZEILER (1995) e NUMAI (2000).

Como pode ser observado na figura 2.2a, em sistemas com espaçamento (Δf) uniforme entre canais, alguns dos produtos de FWM podem ter a mesma frequência como, por exemplo, f_{123} e f_{112} . Assim, a amplitude total de FWM, A_{FWM} , em uma dada frequência f_F é a soma das amplitudes de FWM para todas as combinações que satisfazem a condição $f_F = f_p + f_q - f_r$ ($p, q, r = 1, 2, \dots, N$; $p, q \neq r$).

$$A_{FWM}(L) = \sum_{f_r = f_p + f_q - f_F} \sum_{f_q} \sum_{f_p} A_{pqr}(L) \quad (2.51)$$

A potência do sinal FWM então é dada por:

$$P_{FWM}(L) = \left| \sum_{f_r = f_p + f_q - f_F} \sum_{f_q} \sum_{f_p} A_{pqr}(L) \right|^2 \quad (2.52)$$

Na Equação (2.52) cada componente tem origem em uma diferente combinação de campos emitidos por diferentes fontes laser. Infelizmente, níveis de potência instantâneos não podem ser previstos, pois geralmente as relações de fase entre os diferentes sinais de luz em qualquer instante de tempo são indetermináveis. Por outro lado, se a escala de tempo considerada é maior que o tempo de coerência para a componente de batimento entre duas ondas de luz, (determinado por suas larguras espectrais), então cada componente está descorrelatada de qualquer outra, e a potência total de FWM é o somatório da potência de todas as componentes (INOUE, 1995).

$$P_{FWM}(L) = \sum_{f_r = f_p + f_q - f_F} \sum_{f_q} \sum_{f_p} |A_{pqr}(L)|^2 \quad (2.53)$$

Uma maneira de identificar as diferentes contribuições de FWM neste somatório é através da utilização de uma tabela. A Tabela I apresenta, como um exemplo, um sistema de 10 canais espaçados uniformemente, e identifica frequências que se misturam gerando produtos de FWM na posição do quinto canal. As colunas e linhas correspondem aos índices “p” e “q”, respectivamente. As entradas na tabela correspondem ao índice “r”. No exemplo, o canal 2 ($p = 2$) e o canal 9 ($q = 9$) interagem com o canal 6 ($r = 6$) para produzir um sinal FWM na posição do quinto canal ($F = 5 = 2 + 9 - 6$). As contribuições para os casos onde $p = r$ ou $q = r$ podem ser desconsideradas, pois correspondem aos casos de SPM e XPM. É fácil perceber que os índices p e q são intercambiáveis e só é necessário considerar metade dos espaços na tabela. É útil, portanto, definir o fator de degeneração, d , como medida do número de contribuições distintas. Assim, d tem um valor de 1 para os termos da SPM e 2 para os termos

da XPM. No caso dos termos de FWM d tem valores 1 ou 2, sendo $d = 1$ para os elementos diagonais que ocorrem uma única vez, pois apenas duas frequências distintas participam do processo e $d = 2$ para os elementos fora da diagonal, que ocorrem sempre aos pares onde três frequências distintas participam do processo de geração de FWM.

q \ p	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1					XPM	2	3	4	5	6
2				1	XPM	3	4	5	6	7
3			1	2	XPM	4	5	6	7	8
4				3	XPM	5	6	7	8	9
5	XPM	XPM	XPM	XPM	SPM	XPM	XPM	XPM	XPM	XPM
6					XPM	7	8	9	10	
7					XPM		9	10		
8					XPM					
9					XPM					
10					XPM					

Legenda

- $d = 1$
- $d = 2$
- XPM
- SPM

Tabela I - Contribuição de FWM na frequência do canal 5 em um sistema com 10 canais espaçados uniformemente.

A partir da Equação (2.53), introduzindo o fator de degeneração e utilizando a Equação (2.46) é possível calcular a potência total de FWM em dada frequência $\omega_{FWM}=2\pi c/\lambda$ como:

$$P_{FWM}(L) = \frac{4\pi^2 n_2^2}{A_{eff}^2 \lambda^2} d P_p(0) P_q(0) P_r(0) \exp(-\alpha L) \left| \frac{\exp[(-\alpha + i\Delta\beta)L] - 1}{i\Delta\beta - \alpha} \right|^2 \quad (2.54)$$

Onde p, q e r são os índices que representam as combinações entre os canais e d é o fator de degeneração, o qual é igual a 1 para $p = q \neq r$ e igual a 2 para $p \neq q \neq r$.

Com base na Tabela I, podemos elaborar a figura 2.3 como uma representação gráfica da interação entre os canais f_2, f_9 e f_6 , que produzem f_{FWM} na mesma posição do canal f_5 .

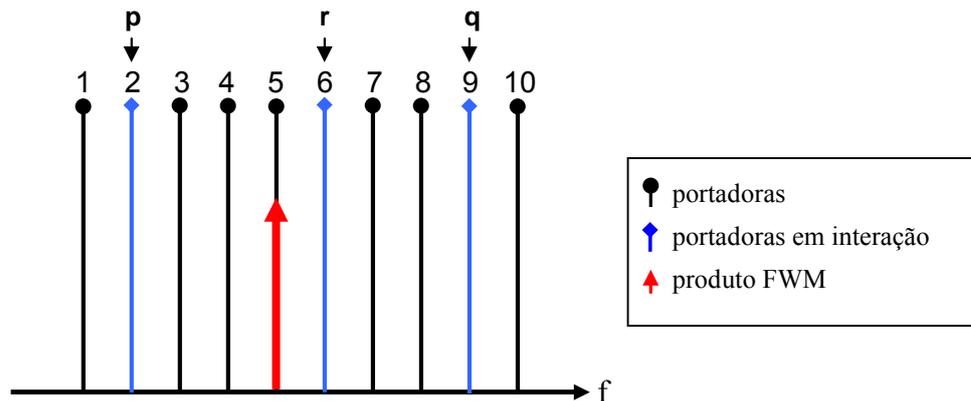


Figura 2.3 – Interação entre as portadoras f_2, f_9 e f_6 produzindo f_{FWM} em $f_5 = f_2 + f_9 - f_6$.

Observando as figuras 2.2 e 2.3 em conjunto com a Tabela I, notamos que em sistemas WDM com espaçamento uniforme entre canais todos os produtos gerados pela FWM na largura de banda do sistema coincidem com a frequência de algum dos canais injetados na fibra, o que dá origem ao *crosstalk* óptico. A quantidade de *crosstalk* óptico em um dado canal é definida como a razão entre a potência de FWM e a potência do sinal transmitido na saída da fibra com comprimento L (ZEILER, 1995)

$$C = \frac{P_{FWM}}{P_{in} e^{-\alpha L}} \quad (2.55)$$

onde P_{in} denota a potência do sinal injetado na fibra. Como pode ser visto na Equação (2.44), a potência de FWM é proporcional ao produto das potências dos canais que interagem entre si. Assumindo a mesma potência injetada P_{in} (*input power*) para todos os canais, então $P_{FWM} \propto P_{in}^3$. Como consequência, o *crosstalk* é proporcional ao quadrado da potência injetada na fibra (ZEILER, 1995). A potência máxima injetada disponível pode ser avaliada pelas Equações (2.54) e (2.55) usando o valor dado para o máximo *crosstalk* permitido (por exemplo, $C = -15$ dB) e considerando o canal em questão como o mais afetado pela FWM. Entretanto, utilizando o espaçamento desigual entre canais onde a separação de frequência de quaisquer dois canais do sistema WDM é diferente de qualquer outro par de canais, os produtos de FWM não serão gerados em frequências coincidentes com os canais injetados na fibra. Uma comparação entre as duas situações pode ser observada na figura 2.4.

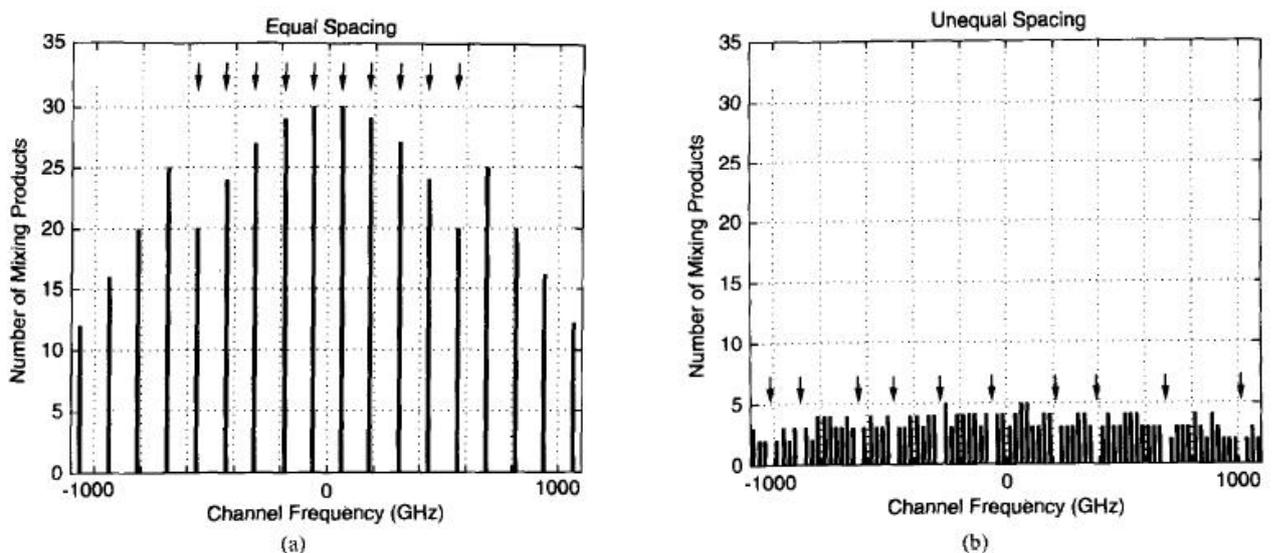


Figura 2.4 – Número de produtos da mistura para (a) espaçamento uniforme (b) espaçamento desigual. As setas indicam a localização dos canais. A largura de banda óptica foi dividida em *slots* de frequência com largura $\Delta f = 25$ GHz (ZEILER, 1995; FORGHIERI, 1995).

A figura 2.4 mostra um exemplo do número de produtos de FWM para um sistema com 10 canais (a) com espaçamento uniforme de 1 nm e largura de banda total de 9 nm e (b) com espaçamento desigual. As setas indicam a localização dos canais. Na figura 2.4a todos os produtos de FWM na largura de banda do sistema coincidem com a frequência dos canais. Conforme pode ser observado, os canais próximos ao meio do arranjo de canais têm em torno de 30 produtos de FWM coincidentes.

Em contraste, a figura 2.4b ilustra o uso de espaçamento desigual, dado pelo algoritmo de alocação de canais utilizado em Tkach *et al* (1995) e Forghieri *et al* (1995) onde observamos que as frequências dos canais estão livres dos produtos de FWM. Entretanto, a largura de banda requerida foi aumentada para 16 nm. Este exemplo mostra que existe um compromisso entre a economia de largura de banda, onde os canais são igualmente espaçados tão próximo quanto possível e dão origem ao problema de *crosstalk*, e os requerimentos para um sistema com espaçamento desigual entre canais, onde se reduz a degradação do desempenho pelo *crosstalk* induzido por FWM tendo como consequência o aumento da largura de banda do sistema. Os esquemas e algoritmos de alocação otimizada de canais já desenvolvidos e em desenvolvimento serão abordados no Capítulo 3.

2.4.3. Espaçamento entre canais e dispersão

A eficiência da geração dos produtos de FWM está intimamente relacionada com o descasamento de fase. De acordo com a Equação (2.49), a dispersão cromática e o espaçamento entre canais são os parâmetros determinantes para avaliar o descasamento de fase em fibras ópticas. A eficiência da geração de FWM, η , é definida como a razão entre a potência de FWM no final da fibra de comprimento L e a correspondente potência na situação em que $\Delta\beta = 0$ (SHIBATA, 1987):

$$\eta = \frac{P_{FWM}(L, \Delta\beta)}{P_{FWM}(L, \Delta\beta = 0)} = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left[1 + \frac{4e^{-\alpha L} \text{sen}^2(\Delta\beta L/2)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right] \quad (2.56)$$

A Equação (2.56) foi obtida a partir da Equação (2.46) e mostra que quanto mais próximo o parâmetro η estiver do valor unitário mais eficiente será a geração de produtos de FWM. A figura 2.5 é utilizada como ponto de partida para a realização de uma análise mais detalhada da relação entre o espaçamento entre canais e a eficiência de geração de FWM, onde é

ilustrada a distribuição inicial dos canais. O comprimento de onda do canal central coincide com $\lambda_0 = 1550$ nm, onde $\lambda_0 = c/f_0$.

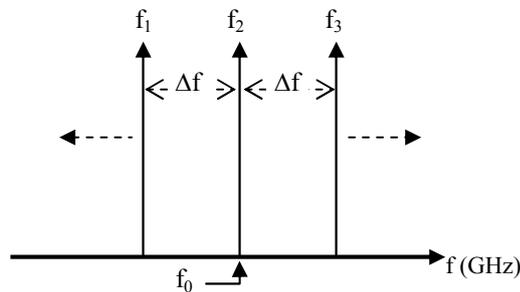


Figura 2.5 – Distribuição dos canais f_1 , f_2 e f_3 em relação à frequência f_0 da fibra.

Os canais possuem espaçamento uniforme inicialmente dado por 1 GHz. A frequência do canal central (f_2) coincide com a frequência de zero de dispersão (f_0) da fibra permanecendo fixa, enquanto o espaçamento (Δf) entre os canais f_1 e f_2 é gradativamente incrementado por uma constante. Ao mesmo tempo, o espaçamento (Δf) entre os canais f_2 e f_3 é incrementado pela mesma constante, de forma a manter $f_2 - f_1 = f_3 - f_2$, até Δf atingir 25 GHz. As setas tracejadas indicam a posição relativa de f_1 e f_3 de acordo com o incremento de Δf .

A partir das Equações (2.49), (2.53) e (2.54) foram elaboradas as figuras 2.6a e 2.6b, as quais exibem, respectivamente, a eficiência e a potência de FWM em função do espaçamento entre canais para cada uma das nove ondas geradas pelo processo de FWM (situação ilustrada na figura 2.2a).

Os parâmetros utilizados nos cálculos e simulação são: fibra monomodo padrão (SMF - *Standard Monomode Fiber*) com comprimento de 50 km; atenuação de 0,2 dB/km e dispersão cromática uniforme de 19 ps/km-nm no comprimento de onda de 1550 nm; coeficiente de índice de refração não linear $2,8 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$; área efetiva de $50 \mu\text{m}^2$; taxa de variação do parâmetro de dispersão cromática com o comprimento de onda (*dispersion slope*) de $0,07 \text{ ps}/\text{km}\cdot\text{nm}^2$ e potência injetada na fibra de 1 mW por canal.

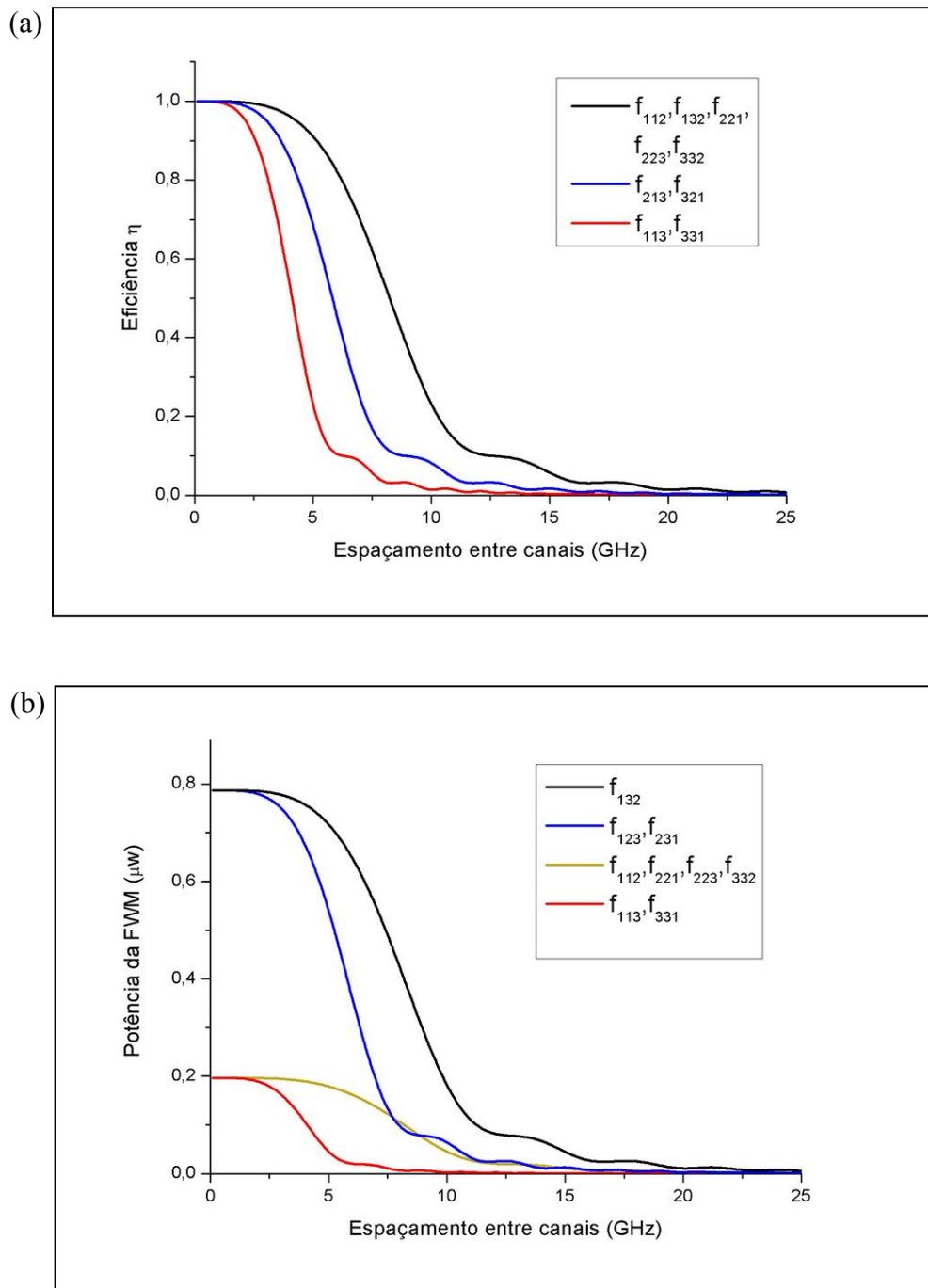


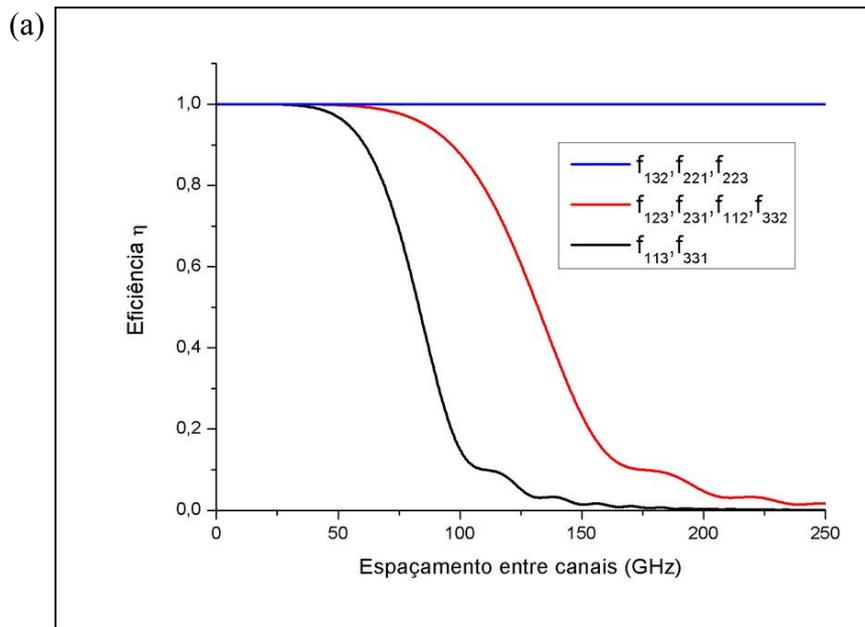
Figura 2.6 – Cálculo de (a) Eficiência η e (b) Potência de FWM em função do espaçamento entre canais (Δf) para os diferentes componentes de FWM em um sistema de três canais utilizando fibra SMF. Reproduzido de acordo com ZEILER (1995).

Notamos através da figura 2.6a que os produtos gerados pela FWM com características de casamento de fase semelhantes possuem a mesma eficiência η . Tal característica pode ser melhor entendida através da análise da Equação (2.49), a qual foi utilizada para determinar os valores de $\Delta\beta$, onde podemos verificar, por exemplo, que as contribuições dos produtos f_{123} e f_{231} , assim como outras, são idênticas e possuem a mesma eficiência. Outra característica que

pode ser claramente notada são os altos valores da eficiência para espaçamento entre canais muito pequenos, para qualquer produto FWM considerado.

Em relação à figura 2.6b, se observa que o produto não-degenerado de FWM, f_{132} , apresenta a maior potência e constitui, portanto, o pior caso de análise. Outros produtos de FWM são gerados na mesma frequência e como já descrito pela Equação (2.53), as potências de produtos de FWM coincidentes devem ser somadas. Além disso, e de acordo com a Equação (2.49), a medida que o espaçamento entre os canais aumenta, o descasamento de fase torna-se maior e, conseqüentemente, a eficiência de geração de FWM e a potência de FWM diminuem. Em ambas as situações ilustradas pela figura 2.6 este fato é comprovado: à medida que Δf é incrementado, tanto a eficiência de geração como a potência de FWM decrescem drasticamente.

Partindo do mesmo cenário ilustrado pela figura 2.5, foram elaboradas as figuras 2.7a e 2.7b. Em situação análoga à figura 2.6, a figura 2.7 exhibe a eficiência e a potência de FWM em função do espaçamento entre canais, mas nesta nova configuração é utilizada fibra óptica de dispersão deslocada (DSF), com dispersão cromática nula no comprimento de onda de 1.550 nm, enquanto os valores dos demais parâmetros foram mantidos.



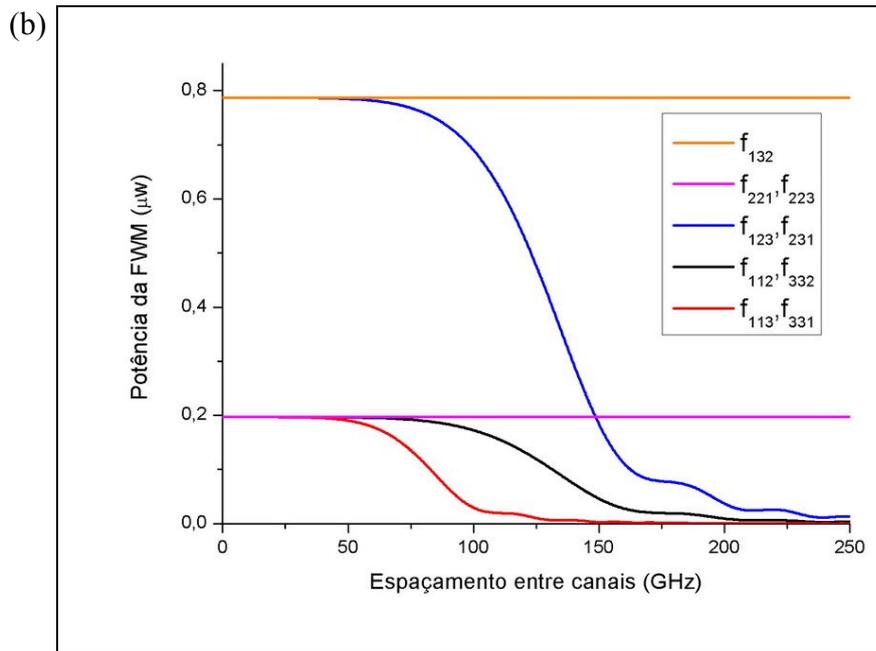


Figura 2.7 – Cálculo (a) Eficiência η e (b) Potência de FWM em função do espaçamento entre canais (Δf) para os diferentes componentes de FWM em sistema de três canais operando no comprimento de onda de zero dispersão de uma fibra DSF. Reproduzido de acordo com ZEILER (1995).

A análise da figura 2.7 denota comportamentos para a eficiência e potência de FWM semelhantes aos apresentados pela figura 2.6, exceto para algumas contribuições cujo casamento de fase ocorre sempre, independente do espaçamento entre os canais. No entanto, ao se observar o eixo que descreve os valores de Δf percebemos que a eficiência de geração de FWM é alta mesmo com Δf assumindo valores relativamente elevados, quando comparados com a figura 2.6. Tal comportamento deve-se à característica da fibra DSF em conjunto com a configuração do ambiente de simulação, onde há coincidência do canal central com a frequência de zero de dispersão da fibra (f_0). Uma rápida revisão da Equação (2.49) comprova, para a configuração utilizada, que a condição de casamento de fase sempre é satisfeita para as componentes f_{132} , f_{221} e f_{223} , conforme pode ser observado através da figura 2.7.

2.4.4. Comprimento da fibra

O comportamento da potência dos produtos de FWM também está relacionado ao comprimento da fibra, o que pode ser observado através da Equação (2.49). Novamente, partindo do mesmo cenário ilustrado pela figura 2.5, a figura 2.8 exhibe a potência de FWM no

canal central em função do comprimento da fibra óptica onde o comprimento de onda do canal central coincide com o comprimento de onda de zero de dispersão da fibra DSF. São considerados dois valores para o coeficiente de atenuação: $\alpha = 0$ e $\alpha = 0,21$ dB/km. Todos os outros parâmetros utilizados são os mesmos da figura 2.7, tendo o espaçamento entre canais valor constante de 62,4 GHz ($\sim 0,5$ nm).

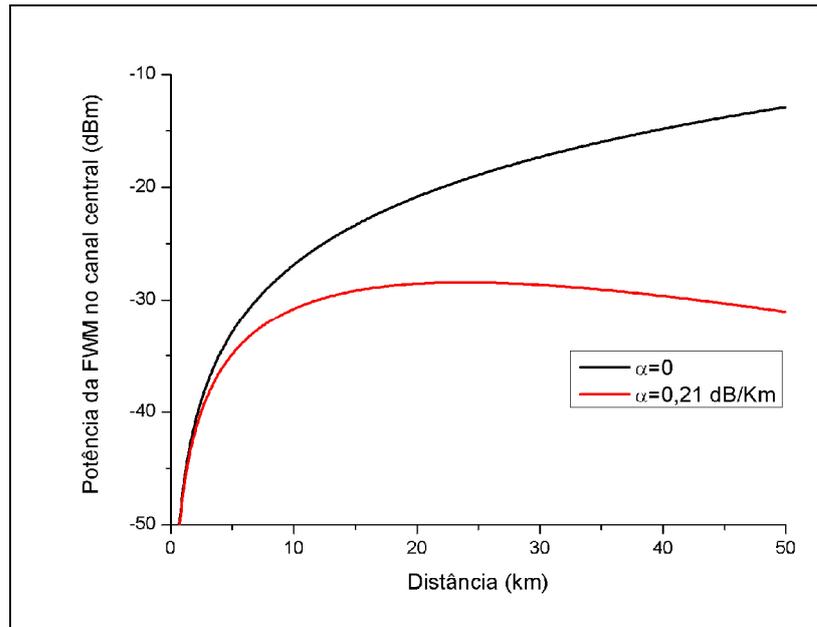


Figura 2.8 – Potência de FWM no canal central de um sistema de três canais em função da distância. O canal central está posicionado no comprimento de onda de zero dispersão de uma fibra DSF. Reproduzido de acordo com ZEILER (1995).

Em um sistema de três canais e de acordo com a ilustração apresentada na figura 2.2a, apenas os produtos f_{312} e f_{132} têm frequência coincidente com a do canal central. Como visto anteriormente, essas componentes de FWM têm descasamento de fase nulo ($\Delta\beta = 0$). De acordo com a Equação (2.43) e considerando $\alpha = 0$, é fácil verificar por integração direta, que a amplitude do sinal varia linearmente com a distância e, conseqüentemente, a potência de FWM cresce com o quadrado do comprimento de interação. Entretanto, a atenuação da fibra reduz esse valor, como pode ser verificado na curva correspondendo a atenuação de 0,21 dB/km. A potência de FWM gerada aumenta até atingir seu valor de pico, aproximadamente em 22 km e, deste ponto em diante, a potência gerada passa a decrescer gradativamente.

A figura 2.9 realiza simulação utilizando configuração semelhante à apresentada pela figura 2.8, entretanto para este caso f_2 está posicionada na região de dispersão não-nula de

uma fibra óptica SMF. Todos os outros parâmetros utilizados são os mesmos da figura 2.6, sendo o espaçamento entre canais de 62,4 GHz (~ 0,5 nm).

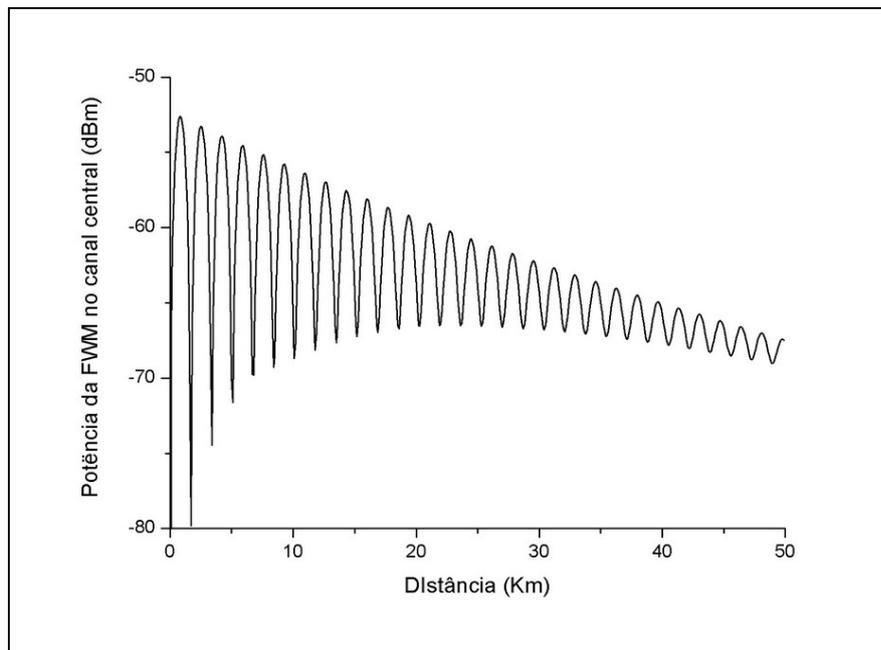


Figura 2.9 – Potência de FWM no canal central de um sistema de três canais. O canal central está localizado na região dispersão não zero de uma fibra DSF. Reproduzido de acordo com ZEILER (1995).

Observando a figura 2.9 nota-se a oscilação da potência gerada pela FWM em torno de um valor médio. Como a distância de propagação é maior que aproximadamente o comprimento de coerência, $L_c = \pi / \Delta\beta$, nota-se a oscilação da curva de potência à medida que os produtos FWM interagem com os canais injetados a cada múltiplo do comprimento de coerência da fibra. Na figura 2.9 o comprimento de coerência da fibra SMF tem valor em torno de 1 km.

Analisando as figuras 2.6, 2.7, 2.8 e 2.9, notamos que a eficiência de geração de FWM está relacionada a diversos parâmetros (descasamento de fase, espaçamento entre canais, dispersão, etc), os quais por sua vez variam de acordo com a fibra utilizada nos sistemas WDM. Por exemplo, quando os canais injetados na fibra possuem espaçamento uniforme, os produtos gerados pela FWM coincidirão com as frequências dos canais causando *crosstalk* e degradando a relação sinal/ruído.

Da mesma maneira, através da figura 2.7, observamos para a fibra DSF que a degradação do sinal causada pela FWM, quando um dos canais injetados coincide com o zero de dispersão da fibra, torna-se acentuada a ponto de comprometer seriamente o desempenho do sistema. Nos casos analisados até o momento, para fins didáticos, foram utilizados sistemas WDM

com apenas três canais, para os quais são gerados apenas nove produtos de FWM. Como pode ser analisado através da Equação (2.50), para um sistema WDM com apenas 10 canais o processo de FWM gera 450 produtos, e para o caso onde se utiliza espaçamento uniforme, a degradação da relação sinal/ruído é severa.

A origem da degradação da relação sinal/ruído pode ser entendida fisicamente observando a interferência produzida pelos componentes de FWM com o sinal em um determinado canal. A solução analítica obtida, embora aproximada, permite um bom entendimento do fenômeno de FWM bem como dos parâmetros que contribuem para sua geração. A compreensão do mecanismo de geração de FWM bem como da relevância dos parâmetros envolvidos, torna possível a busca por meios e técnicas para controlar e/ou reduzir a interferência causada pela FWM nos sistemas ópticos. Uma abordagem mais detalhada sobre os fatores que comprometem a relação sinal/ruído é realizada no Capítulo 3.

2.5. Considerações sobre a aproximação do bombeio sem depleção

Conforme já citado anteriormente, a formulação matemática associada ao problema de FWM é baseada nos estudos realizados por AGRAWAL (2001a) e ZEILER (1995). Uma solução analítica aproximada foi obtida, admitindo-se que as ondas de bombeio não sofrem depleção. A partir desta aproximação, foram realizadas verificações, experimentos e simulações que corroboram com sua utilização tendo em vista que esta ilustra as maiores penalidades impostas por FWM.

2.5.1. Comparação com resultados experimentais

Um experimento¹ foi realizado para estudar a FWM na região de baixa dispersão de fibras ópticas, onde três canais com potência de 0,55 mW foram injetados em uma fibra com comprimento $L = 17,7$ km. O canal central foi posicionado em 1.549 nm, não coincidindo exatamente com o comprimento de onda de zero de dispersão da fibra. Os demais parâmetros utilizados foram: $A_{\text{eff}} = 35,4 \mu\text{m}^2$, $\text{slope} = 0,68 \text{ ps/km-nm}^2$ e $\alpha = 0,21 \text{ dB/km}$. Um gráfico comparativo foi elaborado e é apresentado na figura 2.10. Os quadrados mostram a potência

¹ Experimento realizado pelo Dr. I. Khrushchev, *University College London* (ZEILER, 1995).

resultante de FWM que foi medida por um analisador de espectro óptico, como uma função do espaçamento entre canais para a componente de FWM não degenerado f_{231} . A curva sólida apresenta os resultados calculados com base na aproximação para o bombeio sem depleção. Na obtenção desses resultados, assume-se que o espaçamento entre canais foi mantido uniforme ($f_2 - f_1 = f_3 - f_2$), assim como realizado nas figuras 2.6 e 2.7. Entretanto, para separar as componentes f_{231} (não degenerado) e f_{332} (degenerado), a configuração do espaçamento entre canais do experimento foi ligeiramente alterada.

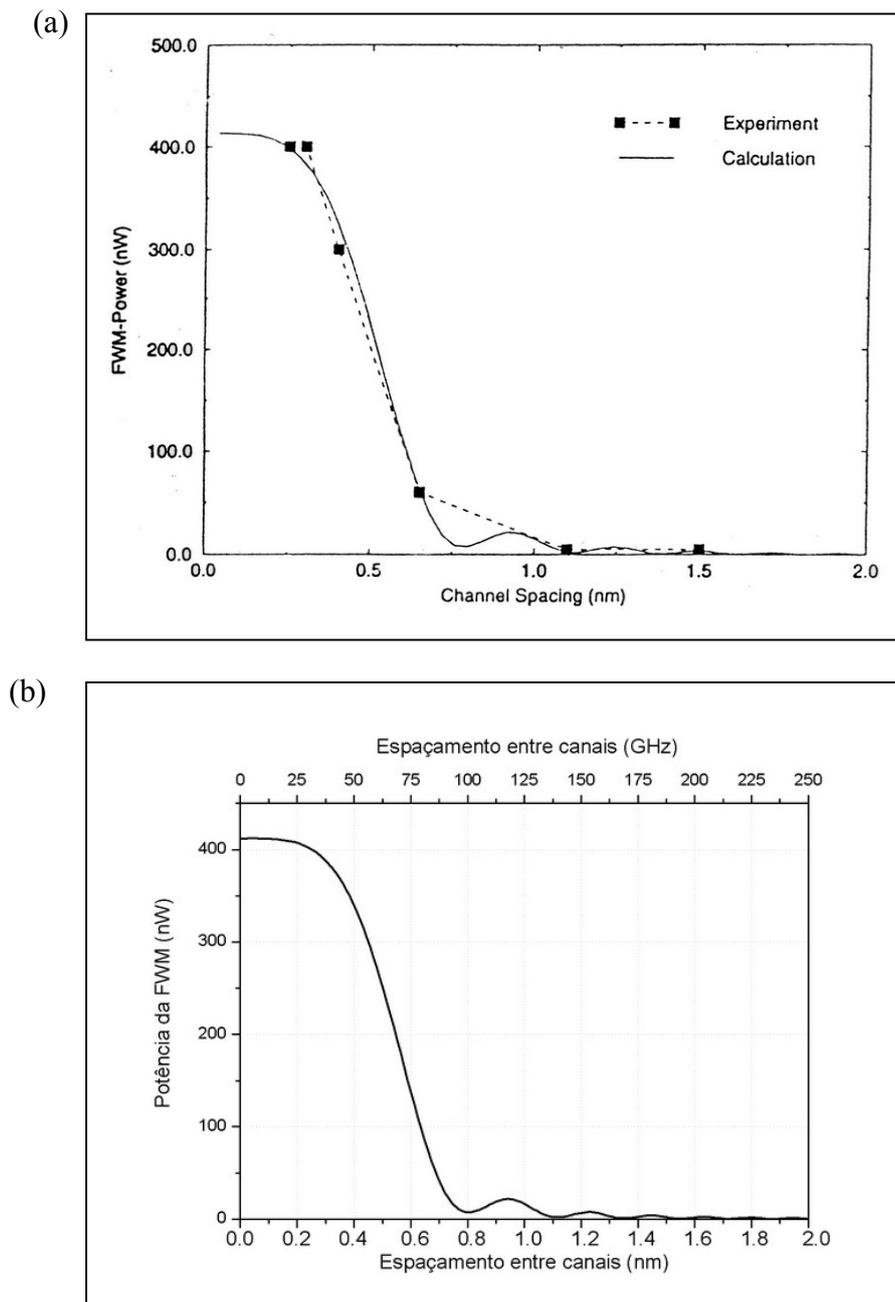


Figura 2.10(a) – Potência da componente f_{321} em um sistema de três canais operando próximo do comprimento de onda de zero dispersão. Os resultados experimentais são exibidos com quadrados, os resultados calculados (linha sólida) são baseados na aproximação do bombeio sem depleção; (b) Potência da componente f_{321} calculada utilizando-se o modelo analítico proposto nesta dissertação, através da Equação 2.54.

2.5.2. Comparação com a equação não-linear de Schrödinger

A propagação de sinais em fibras ópticas pode ser simulada numericamente através da equação não-linear de Schrödinger (NLSE) descrita pela Equação 2.23. Esta equação inclui, simultaneamente, os efeitos da dispersão, atenuação e não-linearidades. A figura 2.11 mostra a comparação do espectro de saída para um sistema de três canais em operação no regime CW obtida com a NLSE e com a aproximação para o bombeio sem depleção.

A referida comparação entre os espectros foi realizada Dipl. - Ing. D. Breuer, *Institut für Hochfrequenztechnik, Technische Universität Berlin*, onde a NLSE foi numericamente resolvida utilizando o método *split-step Fourier*. Para separar as componentes de FWM, os canais foram espaçados desigualmente, sendo $\lambda_{1-2} = 0,5$ nm e $\lambda_{2-3} = 0,75$ nm com o canal central em 1.550 nm. Os demais parâmetros do sistema foram: potência por canal de 1 mW; comprimento $L = 50$ km; $D = 1,0$ ps/km-nm em 1550 nm; $slope = 0,07$ ps/km-nm²; $\alpha = 0,2$ dB/km.

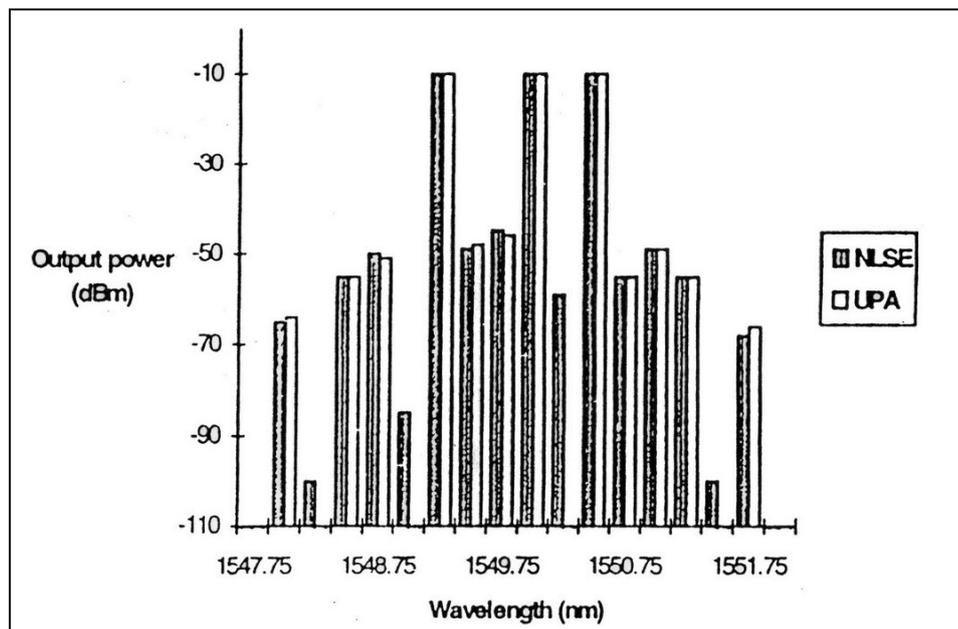


Figura 2.11 – Comparativo do cálculo de potência de FWM obtida com a equação não linear de Schrödinger (NLSE) e com a aproximação para o bombeio sem depleção (UPA).

A NLSE não leva em conta apenas a depleção dos sinais injetados devido ao processo não linear, mas também as interações entre os sinais injetados e os produtos de FWM. Porém, como pode ser observado na figura 2.11, estes produtos da mistura de segunda ordem são muito pequenos se comparados com os produtos da mistura de primeira ordem. Como estas

interações de FWM são muito pequenas, as mesmas não causam depleção nos sinais injetados.

Considerando somente os produtos da mistura de primeira ordem, ambos os cálculos obtiveram resultados semelhantes e em boa concordância, confirmando a validade do tratamento teórico apresentado por ZEILER (1995) e AGRAWAL (2001b).

Embora o objeto de estudo desta dissertação não seja a utilização da NLSE, apresentamos a comparação dos resultados obtidos com o método de aproximação do bombeio sem depleção e os resultados obtidos com a NLSE de modo a evidenciar que o primeiro método mostra-se uma boa aproximação, apresentando resultados confiáveis, que serão oportunamente explorados nos Capítulos 3 e 4.

3. Técnicas para redução dos efeitos da FWM

O efeito de mistura de quatro ondas (FWM) é responsável pela geração de novas frequências ópticas, causando interferência nos canais transmitidos em sistemas WDM. Como visto no Capítulo 2, a ocorrência de FWM em sistemas ópticos depende de diversos fatores tais como: espaçamento entre canais, potência de cada canal injetado na fibra, o parâmetro de dispersão da fibra e sua variação com o comprimento de onda (*slope*) bem como a distância sobre a qual há interação entre os canais. Com o objetivo de reduzir as penalidades impostas pela FWM, faz-se necessária uma análise criteriosa da influência de cada um dos fatores anteriormente citados, bem como das características das fibras ópticas utilizadas.

Apresentamos neste capítulo algumas análises, através de simulações, relacionadas aos fatores que influenciam a FWM apresentando os resultados em função da variação destes parâmetros. A seção 3.1 traz uma abordagem geral sobre as fibras ópticas monomodo utilizadas em sistemas de comunicação óptica e suas características pertinentes ao escopo desta dissertação. A seção 3.2 apresenta as recomendações da União Internacional de Telecomunicações (ITU-T - *International Telecommunication Union*) relacionadas à alocação de canais em fibras monomodo padrão, fibras de dispersão deslocada e fibras de dispersão deslocada não-nula. Na seção 3.3, encontramos a análise do comportamento da FWM para espaçamento uniforme onde se constata através de simulações as características relacionadas ao posicionamento dos canais em relação ao comprimento de onda de zero de dispersão para fibras DSF, bem como, investiga o comportamento da utilização de fibra NZDSF em sistema WDM. A seção 3.4 introduz o conceito da relação sinal-ruído (SNR), o qual passa a ser utilizado nas demais seções. Na seção 3.5, são feitas análises do comportamento da FWM para espaçamento não uniforme. As seções 3.6 e 3.7 destacam, respectivamente, o conceito e a utilização da Régua de Golomb para alocação de canais. Finalmente, nas seções 3.8 e 3.9 são abordadas, respectivamente, as características de largura de banda em relação ao esquema de alocação de canais e realiza análises dos resultados obtidos.

3.1. Fibras monomodo utilizadas em comunicações ópticas

A escolha do tipo de fibra adequado aos modernos sistemas de comunicações ópticas e que atenda aos requisitos atuais e futuros sempre foi uma questão pertinente. Ao longo do tempo,

a tecnologia de fibras ópticas vem sendo continuamente aprimorada com o intuito de suprir as exigências e características dos mais diversos sistemas ópticos. Assim, as fibras ópticas multimodo comercializadas no final dos anos 1970 e início dos anos 1980 foram rapidamente substituídas por fibras monomodo devido à menor atenuação e maior capacidade de transmissão de informação.

O setor permanente de padronização em telecomunicações do ITU-T possui – dentre outras atribuições – a função de coordenar globalmente as atividades de desenvolvimento e padronização do setor de telecomunicações. Os resultados são então publicados, após passarem por diversos processos de análise, e recebem o nome de Recomendações ITU-T.

O ITU-T padroniza e homologa diversas fibras ópticas para os sistemas de telecomunicações. Dentre estas, as fibras com características pertinentes ao escopo desta dissertação são padronizadas como:

- G.652 – Fibra monomodo padrão (SMF – *Standard Monomode Fiber*): introduzida comercialmente em 1983 e padronizada em 1984, a fibra SMF tem o valor do zero de dispersão cromática próximo de 1310 nm e um valor de dispersão em 1550 nm de aproximadamente 17 ps/km-nm, valor este que coloca alguns obstáculos à sua utilização em sistemas de longa distância e com elevadas taxas de transmissão. Esta fibra foi originalmente otimizada para uso na região de comprimento de onda de 1310 nm, embora possa ser utilizada também na janela de 1550 nm. Possui coeficiente de atenuação em torno de 1 dB/Km operando na região de comprimento de onda de 1310 nm e 0,5 dB/Km quando opera na região de 1550 nm. Este tipo de fibra ainda é utilizada atualmente, pois faz parte dos sistemas de comunicação óptica instalados na década de 1980, dos quais muitos ainda encontram-se em utilização;
- G.653 – Fibra de dispersão deslocada (DSF – *dispersion shifted fiber*): Introduzida comercialmente em 1985 e padronizada em 1988, a fibra DSF tem o comprimento de onda de zero de dispersão na mesma região espectral de mínima atenuação na 3ª janela de operação. Esta fibra foi originalmente otimizada para uso na região de comprimento de onda de 1550 nm, embora possa ser utilizada também na janela de 1310 nm. Possui coeficiente de atenuação em torno de 0,55 dB/Km quando operada na região de 1310 nm e 0,2 dB/Km quando opera na região de 1550 nm. Assim como a fibra SMF, a fibra DSF é utilizada

atualmente nos sistemas de comunicação óptica instalados a partir de 1998, dos quais muitos encontram-se em pleno uso;

- G.654 – Fibra monomodo com comprimento de onda de corte deslocado (CSF – *Cut-off Shifted Fiber*): padronizada em 1988, a fibra CSF foi desenvolvida originalmente para sistemas submarinos e otimizada para uso na região de 1500-1600 nm, possui o zero de dispersão próximo de 1300 nm, atenuação mínima e comprimento de onda de corte na região próxima de 1550 nm bem como coeficiente de atenuação em torno de 0,22 dB/Km. É importante observar, portanto, que para operação WDM na região de 1550 nm, o parâmetro de dispersão é elevado e a uniformidade da dispersão, relacionada ao parâmetro $dD/d\lambda$, torna-se irrelevante.
- G.655 – Fibra de dispersão deslocada não-nula (NZDSF - *Non Zero Dispersion Shifted Fiber*): padronizada em 1996, a fibra NZDSF foi desenvolvida para apresentar dispersão cromática muito baixa – porém não nula – na região de 1550 nm. Apresenta coeficiente de atenuação em torno de 0,2 dB/Km e dispersão cromática com valores entre 0,1 e 6 ps/Km-nm, variando de acordo com o fabricante. Como o parâmetro de dispersão da fibra NZDSF não é nulo, a condição de casamento de fase não é atingida, o que reduz a eficiência de geração de FWM em torno da região de 1550 nm.

Analisando as características das fibras apresentadas, notamos que a fibra NZDSF foi projetada com o objetivo de suprimir a FWM, o que torna esta fibra ideal – atualmente – para aplicação em novos sistemas de comunicação óptica. Todavia, devemos considerar a existência de uma imensa malha de cabos ópticos já instalados que utilizam as fibras SMF e DSF, as quais constituem o foco principal desta dissertação.

3.2. Recomendações do ITU-T sobre espaçamento entre canais

A recomendação G.692 de 10/98 do ITU-T – referente a sistemas de transmissão e meios, sistemas digitais e redes – padroniza diversas características dos meios de transmissão, dentre elas o espaçamento entre canais a ser utilizado. Esta recomendação indica a adoção da frequência de 193,10 THz (1552,52 nm) como referência para a distribuição dos canais, em parte escolhida para evitar a preferência pela Frequência de Referência Absoluta (AFR – *Absolute Frequency Reference*). A AFR é a frequência óptica que apresenta um sinal óptico

com frequência precisa e com alto grau de estabilidade utilizada como referência, dentre outras funções, para a fabricação de dispositivos WDM e calibração de equipamentos de teste. A utilização de espaçamento mínimo entre canais de 100 GHz e, subsequentemente, 50 GHz fora adotada com base em diversas considerações e parâmetros dentre os quais, foi padronizado que o espaçamento entre canais deveria ser múltiplo de 25 GHz. Tal escolha para o espaçamento mínimo provia a flexibilidade para atender as várias exigências da recomendação G.692 – com relação, por exemplo, aos amplificadores ópticos – bem como limitações da tecnologia da época e algumas projeções para tecnologias futuras. Em junho de 2002 a recomendação G.692, então em sua segunda correção, recebeu como acréscimo uma referência à recomendação G.694.1 a qual padronizou e acrescentou, dentre outros itens, a grade de espaçamento entre canais para redes DWDM com espaçamento mínimo entre canais de 12,5 GHz, 25 GHz, 50 GHz e 100 GHz (ITU-T G.694.1 06/2002).

A recomendação G.692 sugere o esquema de alocação uniforme de canais, o qual é apresentado em seu Apêndice III, que pode ser aplicado tanto em fibras SMF como em fibras NZDSF. Já para fibras DSF, uma sugestão de alocação igualmente espaçada é fornecida no Apêndice IV enquanto que no Apêndice V uma metodologia é proposta para a alocação não uniforme de canais. Nas fibras DSF o parâmetro de dispersão é nulo na região de 1550 nm e, de acordo com as Equações (2.48) e (2.53), a condição de casamento de fase é satisfeita e a eficiência de geração de FWM é máxima. Desta maneira, o emprego de um esquema de alocação de canais não uniforme visa amenizar as limitações impostas pela FWM e será analisado na seção 3.5 através de simulações utilizando o software desenvolvido.

No cenário descrito e procurando avaliar as sugestões de espaçamentos entre canais fornecidas nas recomendações G.692 e G.694.1, para as fibras SMF (G.652), DSF (G.653) e NZDSF (G.655), um conjunto de simulações e suas respectivas análises são realizadas nas seções seguintes considerando alocação uniforme de canais, também utilizando o software desenvolvido.

3.3. FWM em sistemas WDM com alocação uniforme

Em sistemas WDM, a FWM é gerada pela combinação de sinais que interagem entre si gerando novas frequências. Como consequência da FWM, os sistemas WDM sofrem:

- Redução da potência óptica dos canais injetados na fibra, uma vez que parte desta potência está sendo transferida para os novos canais gerados. Apesar disto, admitimos bombeio sem depleção para modelagem numérica de FWM, uma vez que esta aproximação apresenta resultados compatíveis com os resultados experimentais;
- Interferência (*crosstalk*) entre os canais, quando um ou mais canais gerados coincidem, em comprimento de onda, com um dos canais injetados na fibra introduzindo ruído neste(es) canal(is).

Os efeitos da FWM podem ser minimizados através do emprego de uma ou mais técnicas, tais como (AGRAWAL, 2001a e 2002):

- Alocação dos canais de tal forma que o espaçamento entre eles seja o maior possível;
- Alocação dos canais tão afastados quanto possível do comprimento de onda de zero de dispersão da fibra;
- Utilização de fibra de dispersão deslocada não-nula (NZDSF).

Para averiguar a eficácia das técnicas citadas, algumas simulações preliminares foram realizadas para analisar o comportamento da FWM nas diversas situações descritas. A análise do comportamento da FWM em função do espaçamento uniforme entre canais utilizando fibras SMF e DSF foi realizada anteriormente tendo seus resultados ilustrados através das figuras 2.6 e 2.7, respectivamente. Para as demais situações, ilustradas nas figuras 3.1 a 3.3, três canais com potência de 1 mW foram injetados em uma fibra DSF (parâmetro de dispersão nulo em 1550 nm), com comprimento $L = 22$ km, $A_{\text{eff}} = 50 \mu\text{m}^2$, $\text{slope} = 0,07$ ps/km-nm² e $\alpha = 0,2$ dB/km. Para determinar os valores de $\Delta\beta$, eficiência (η) e potência de FWM utilizamos as Equações (2.48), (2.55) e (2.53), respectivamente.

3.3.1. Alocação dos canais afastados do zero de dispersão

Nesta simulação os canais foram inicialmente alocados de maneira que o comprimento de onda do canal central (λ_2) coincidissem com 1515 nm, mantendo um espaçamento uniforme de 50 GHz ($\sim 0,2$ nm) e 100 GHz ($\sim 0,4$ nm) entre os canais ($f_2 - f_1 = f_3 - f_2$). A partir da posição inicial, os canais foram deslocados gradualmente até o canal central atingir a posição de 1585 nm, mantendo constante o espaçamento entre os canais. Esta situação é ilustrada na figura 3.1a. A variação da eficiência e potência de FWM em função do comprimento de onda

do canal central é mostrada, respectivamente, nas figuras 3.1b e 3.1c. Embora o processo de FWM referente à figura 3.1 produza nove novas frequências, nesta dissertação seguiremos o padrão adotado por diversos autores tais como Hill (1978), Zeiller (1995), Fragnito (1999) e Numai (2000), dentre outros, onde a análise concentra-se onde os efeitos da FWM são mais acentuados dentre os produtos FWM. No caso de três canais com espaçamento uniforme, a frequência das componentes f_{132} e f_{312} sempre coincide com a frequência do canal central f_2 , conforme pode ser observado no Capítulo 2, na figura 2.2a.

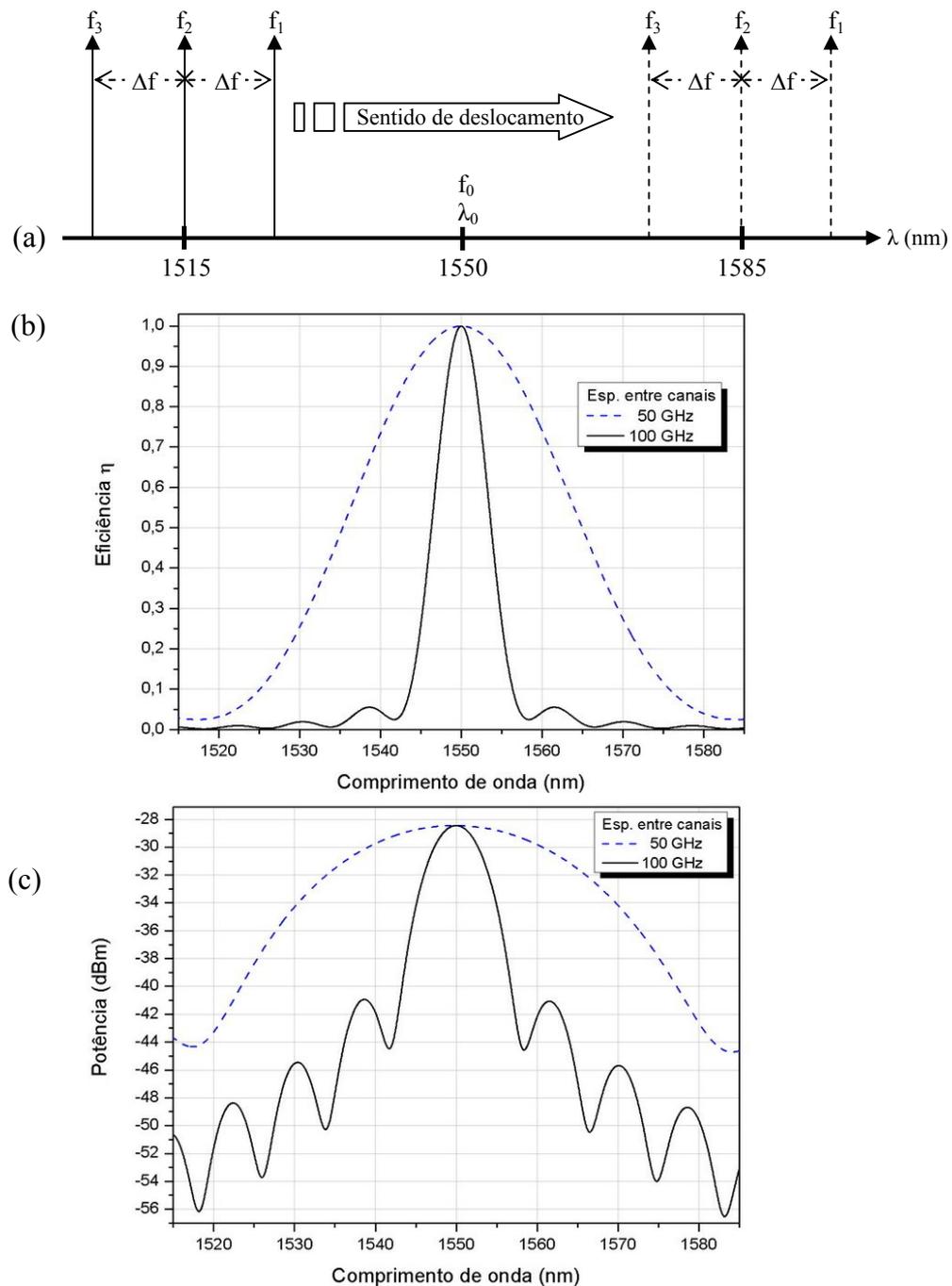


Figura 3.1 – Esboço das três ondas injetadas com frequências f_1 , f_2 e f_3 onde: (a) alocação inicial e final do arranjo de canais, (b) variação da eficiência e (c) variação de potência de FWM nas componentes f_{132} e f_{312} em função do comprimento de onda do canal central em uma fibra DSF.

As figuras 3.1b e 3.1c mostram que a eficiência e potência de FWM são máximas, independentemente do espaçamento entre canais, no comprimento de onda de zero de dispersão da fibra. Observamos que a eficiência de FWM decresce à medida que os canais são afastados do zero de dispersão. Notamos, porém, para o espaçamento entre canais de 100 GHz, que a eficiência decresce muito mais rapidamente quando comparada ao espaçamento de 50 GHz. Isto se deve à relação entre a eficiência de FWM e o descasamento de fase, relação esta que pode ser analisada através das Equações (2.55) e (2.48). A análise das Equações (2.55) e (2.48) mostra o estreito relacionamento existente entre o espaçamento entre canais e a posição dos mesmos em relação ao zero de dispersão.

Uma investigação mais cuidadosa da Equação (2.49), que calcula o descasamento de fase, revela que a função $\Delta\beta$ é ímpar em relação à frequência do canal central, para a situação proposta. Entretanto, este mesmo comportamento não é esperado quando o comprimento de onda do canal central é tomado como parâmetro, como ilustrado nas figuras 3.1b e 3.1c. Por este motivo, e de acordo com as Equações (2.55) e (2.53), respectivamente, observamos uma ligeira assimetria da eficiência e potência de FWM em relação ao comprimento de onda do canal central. Este comportamento assimétrico é tão mais percebido quanto mais distante do comprimento de onda de zero de dispersão. A partir desta análise concluímos que a alocação dos canais afastados do zero de dispersão da fibra diminui a eficiência de FWM e consequentemente as penalidades impostas pela mesma, bem como que a redução das penalidades será tão elevada quanto maior o espaçamento entre canais utilizado.

3.3.2. Utilização de fibra de dispersão deslocada não-nula (NZDSF)

A simulação realizada na seção 3.3.1 mostrou que a situação mais crítica do ponto de vista da geração de FWM ocorre quando o comprimento de onda de um dos canais injetados coincide com o comprimento de onda de zero de dispersão da fibra. De maneira a investigar a influência do parâmetro de dispersão da fibra, consideramos uma nova situação. Nesta simulação os canais foram alocados de maneira que o canal central (f_2) coincidissem com o comprimento de onda de 1550 nm, onde a condição de casamento de fase é satisfeita e a FWM atinge sua eficiência máxima. Os canais foram separados de maneira uniforme ($f_2 - f_1 = f_3 - f_2$) em 25 GHz ($\sim 0,2$ nm) e 50 GHz ($\sim 0,4$ nm), de modo a ilustrar duas situações distintas. Partindo da configuração original da fibra DSF, onde $D = 0$ em 1550 nm, o

parâmetro de dispersão foi variado gradualmente até atingir o valor de 20 ps/km-nm, situação que na realidade corresponde a utilização de fibra SMF. A eficiência e potência de FWM são ilustradas através das figuras 3.2b e 3.2c.

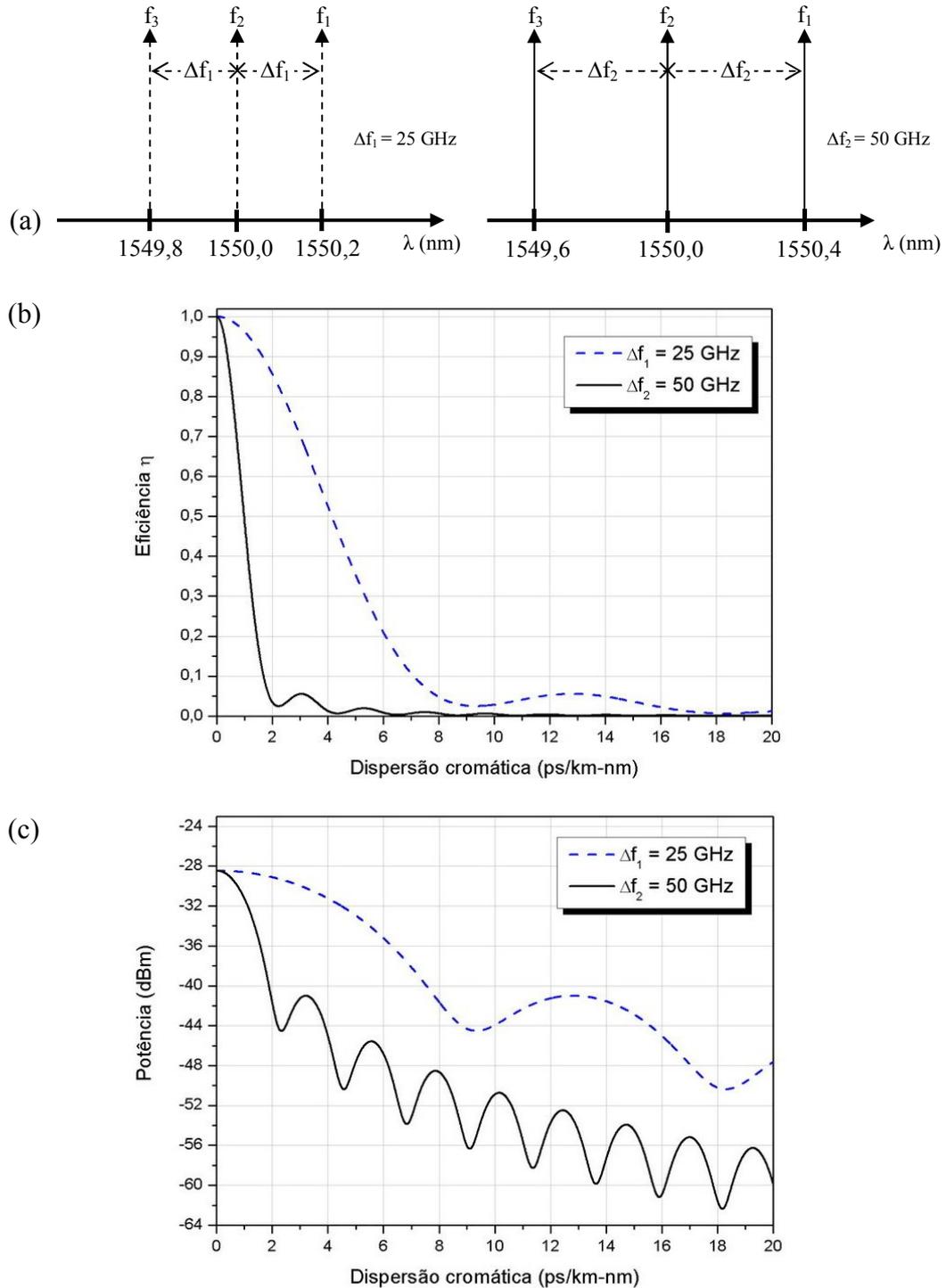


Figura 3.2 – Esboço das ondas injetadas com frequências f_1 , f_2 e f_3 onde: (a) alocação dos canais, (b) variação da eficiência e (c) variação de potência de FWM nas componentes f_{132} e f_{312} em função do incremento do parâmetro de dispersão em uma fibra DSF para $\Delta f_1 = 25$ e $\Delta f_2 = 50$ GHz.

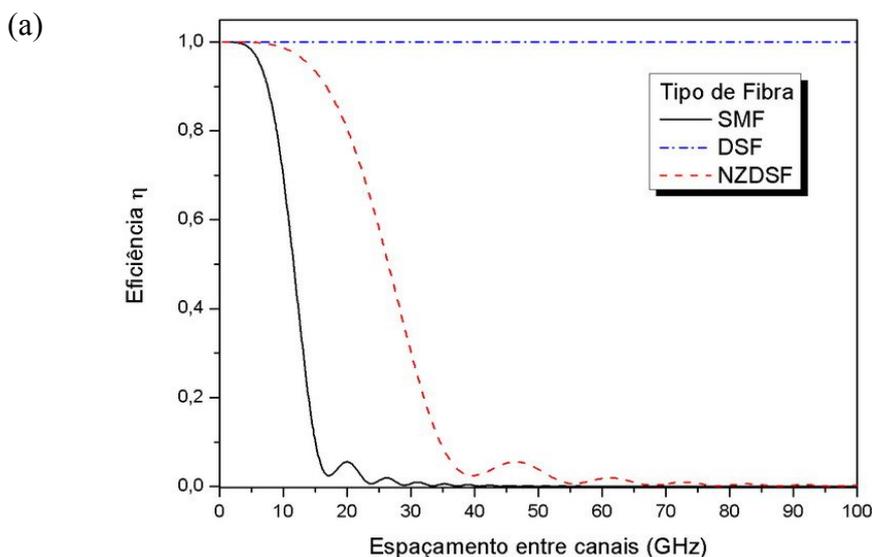
Analisando a figura 3.2 em conjunto com as Equações (2.58) e (2.50), observamos que a eficiência da FWM decresce rapidamente à medida que o parâmetro de dispersão da fibra

aumenta. Notamos nas figuras 3.2b e 3.2c que, para o arranjo com espaçamento uniforme de 50 GHz ($\sim 0,4$ nm), o incremento da dispersão cromática em apenas 1 ps/km-nm reduz drasticamente a eficiência e, conseqüentemente, a potência dos novos canais gerados pela FWM. No arranjo com espaçamento de 25 GHz ($\sim 0,2$ nm) observamos a lenta redução de eficiência da FWM devido à contribuição do reduzido espaçamento entre canais. Notamos, portanto, que fibras NZDSF com dispersão cromática na região de 1550 nm, geralmente variando entre 1 e 4 ps/km-nm, proporcionam uma substancial redução da FWM.

De maneira a realizar uma análise mais detalhada, consideramos um sistema de três canais, cada qual com potência de 1 mW. O comprimento de onda do canal central é 1550 nm e adotamos a alocação de canais igualmente espaçados, onde o espaçamento entre canais inicial utilizado foi 1 GHz, sendo o mesmo acrescido gradualmente até 100 GHz. Considerando fibras ópticas SMF, DSF e NZDSF de 22 Km de comprimento, onde os parâmetros das fibras são mostrados na Tabela II e representam valores típicos sugeridos pelo ITU-T, a figura 3.3 mostra a variação da (a) eficiência e (b) potência dos produtos f_{132} e f_{312} (coincidentes com o comprimento de onda do canal central) em função do espaçamento entre canais.

	SMF	DSF	NZDSF
Dispersão cromática (ps/km-nm)	17	0	3,7
Slope (ps/km-nm ²)	0,055	0,07	0,07
Compr. onda de zero de dispersão (nm)	1310	1550	—
Atenuação (dB/km)	0,2	0,2	0,2

Tabela II - Parâmetros das fibras ópticas utilizadas para as simulações ilustradas pela figura 3.4



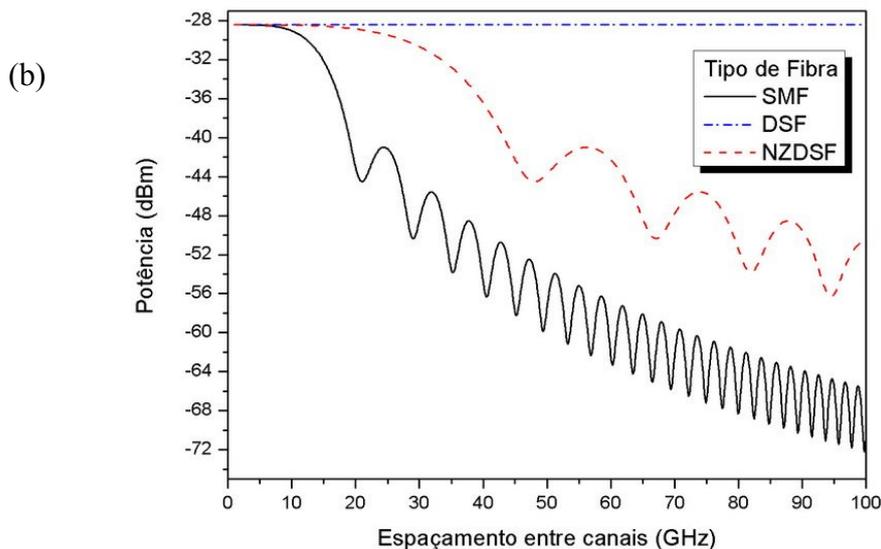


Figura 3.3 – FWM (a) Eficiência (b) Potência das componentes f_{132} e f_{312} em função do espaçamento entre canais para sistema com três canais igualmente espaçados.

Conforme pode ser observado pela figura 3.3, com a utilização de fibra DSF a FWM apresenta eficiência máxima e, conseqüentemente, potência elevada – em relação às demais fibras – independente do espaçamento entre canais. Por outro lado, para as fibras SMF e NZDSF, a eficiência e potência de FWM decaem rapidamente à medida que o espaçamento entre canais aumenta. Por exemplo, para a fibra SMF, a eficiência de geração de FWM é praticamente nula para espaçamentos entre canais maiores que 20 GHz, enquanto que para a fibra NZDSF um comportamento semelhante é observado para espaçamentos superiores a 50 GHz. Podemos concluir, nesta seção, que para os espaçamentos mínimos de 50 GHz e 100 GHz, inicialmente sugeridos na recomendação G.692 e ainda largamente empregados nos sistemas WDM, o problema de FWM não é pertinente em fibras SMF e NZDSF, levando em consideração sistemas WDM com número reduzido de canais. Por sua vez, este problema pode tornar-se relevante especificamente em fibras NZDSF, considerando as grades de 12,5 GHz e 25 GHz propostas pela recomendação G.694.1.

Notamos que os resultados obtidos corroboram as indicações da recomendação G.692 e deixam claro que as fibras DSF apresentam altos níveis de potência de FWM. É importante ressaltar que os casos ilustrados consideram um sistema de apenas três canais e que o aumento do número de canais agrava os problemas mencionados, na medida em que haverá um maior número de produtos de FWM. É possível observar, também, que para os espaçamentos mínimos de 50 GHz e 100 GHz os correspondentes níveis de potência de FWM das fibras SMF e NZDSF estão pelo menos 40 dB abaixo do nível de potência dos canais injetados, assegurando uma boa relação sinal-ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*).

3.4. *Relação sinal-ruído*

O conjunto de informações transmitidas por uma fibra óptica pode ser degradado por efeitos lineares e não-lineares durante sua transmissão entre um transmissor e um receptor óptico, onde este último converte o sinal óptico para a forma elétrica e tenta recuperar a informação codificada originalmente. Entretanto, o sinal óptico que chega ao receptor sofre distorções ao longo da fibra tais como o ruído ASE introduzido por amplificadores ópticos e as novas frequências oriundas do processo de FWM, dentre outros. Assim, torna-se quase impossível recuperar o conjunto original de informações com 100% de precisão. Sendo assim, o desempenho de um sistema óptico é caracterizado em termos da taxa de erros por bit (BER - *Bit Error Rate*) (AGRAWAL, 2005).

Para todo e qualquer sistema WDM, garantir que o mesmo tenha uma boa relação sinal-ruído (SNR) é um fator importante para a recuperação da informação transmitida. Sem conhecer os detalhes dos transmissores e receptores utilizados no sistema óptico, de modo geral, presumimos que os mesmos necessitam de SNR maiores que 20 dB – considerando-se todos os fatores que causam ruído – para manter a BER menor que 1×10^{-9} , de acordo com AGRAWAL (2005). Para a análise da SNR realizada nesta dissertação, onde utilizamos a aproximação por bombeio sem depleção, com base na Equação (2.55) consideramos a SNR mínima aceitável como 15 dB, assim como em ZEILLER (1995), sendo o ruído oriundo única e exclusivamente da FWM, bem como a perda do sinal transmitido pela fibra causada apenas pela atenuação. Para tanto, a relação sinal-ruído é definida como:

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{sinal}}}{P_{\text{ruído}}} \right) \quad (3.1)$$

onde P_{sinal} é a potência do sinal injetado na fibra medido ao final do enlace de comprimento L considerando apenas as perdas por atenuação e $P_{\text{ruído}}$ é a soma da potência de todos os produtos da FWM pertinentes, ou seja, todos aqueles que estão na banda espectral do filtro óptico responsável pela separação dos canais. Para calcular adequadamente a potência de ruído, é necessário, portanto, estabelecer a largura de banda do filtro. Quanto menor a largura de banda, maior a filtragem espectral das componentes de FWM e melhor a SNR. Esta situação ideal é, todavia, dispendiosa. Por outro lado, sistemas que empregam filtros com maior largura espectral têm custo reduzido, mas são penalizados por uma degradação na SNR.

A análise deve considerar, separadamente, as situações de alocação uniforme e não uniforme ilustradas na figura 2.2. Em sistemas com canais igualmente espaçados, todos os produtos de FWM gerados dentro da largura de banda dos canais injetados na fibra coincidem com as frequências dos mesmos, enquanto na utilização de alocação não uniforme não há superposição de produtos FWM com os canais. Na primeira situação, ainda que filtros de estreita largura espectral sejam utilizados, não há como evitar a interferência (*crosstalk*) entre canais e a análise da SNR baseia-se no pior caso encontrado dentre os canais injetados.

Dando prosseguimento às simulações e visando avaliar a SNR, a figura 3.4 ilustra os canais injetados em uma fibra DSF, cujos parâmetros encontram-se na Tabela II, e os produtos de FWM para um sistema WDM de 10 canais, onde cada canal tem potência de 0,5 mW. Utilizamos alocação uniforme de (a) 12,5 GHz (~ 0,1 nm), (b) 25 GHz (~ 0,2 nm), (c) 50 GHz (~ 0,4 nm) e 100 GHz (~ 80 nm) de modo a analisar as implicações da utilização da grade de canais proposta pela recomendação G.692 do ITU-T. Os valores de $\Delta\beta$, eficiência, potência de FWM e SNR foram calculados com base nas Equações (2.49), (2.56), (2.54) e (3.3), respectivamente.

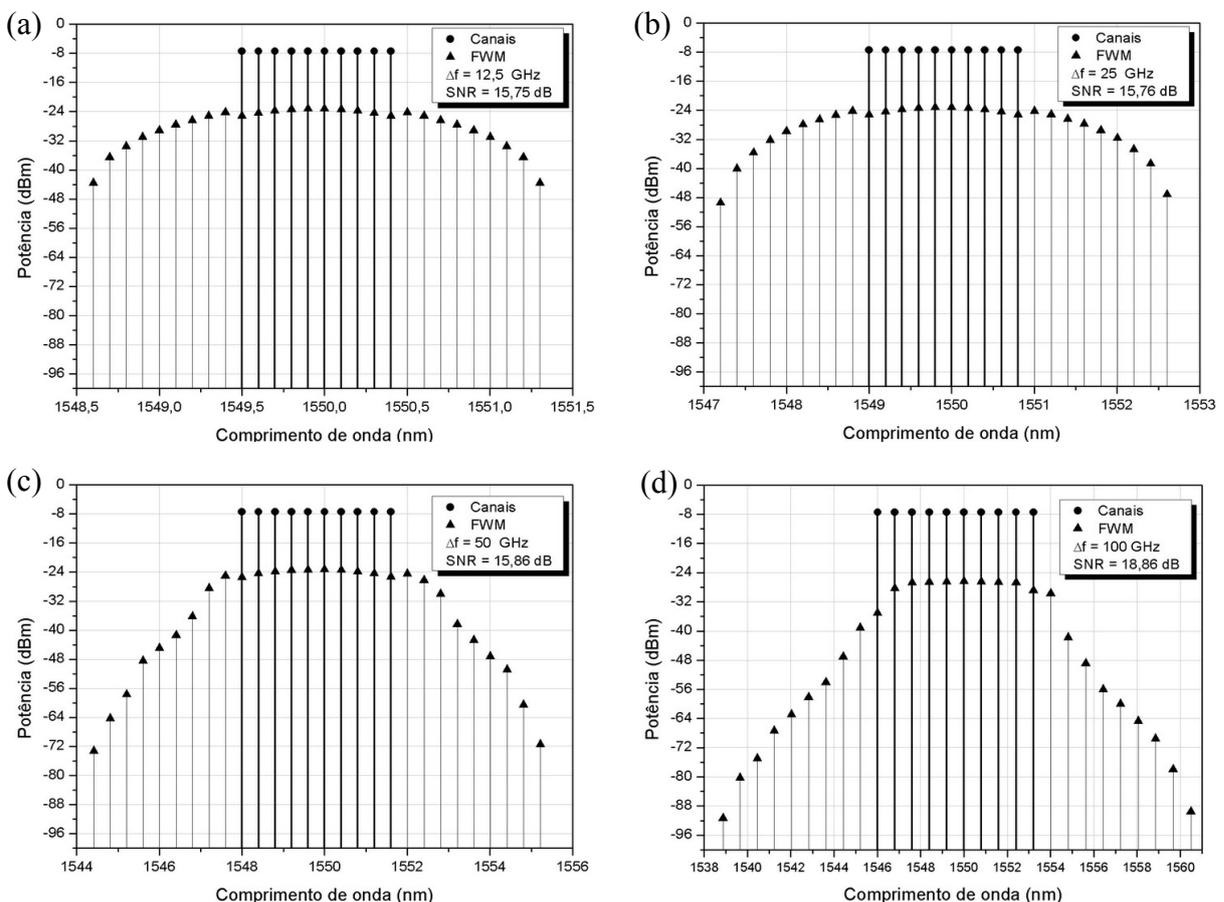


Figura 3.4 – Potência de FWM para um sistema WDM de 10 canais com alocação igualmente espaçada de (a) 12,5 GHz; (b) 25 GHz; (c) 50 GHz e (d) 100 GHz.

Conforme já verificado no Capítulo 2, para um sistema de 10 canais temos 450 produtos de FWM. No caso da alocação de canais igualmente espaçados, muitos dos produtos de FWM coincidem entre si e a potência de FWM é a soma das potências parciais. O resultado final quando apresentado graficamente aparenta, portanto, conter um número reduzido de produtos.

A partir da comparação entre as figuras 3.4a e 3.4b notamos que a utilização do maior espaçamento entre os canais praticamente não causou melhora na SNR do sistema, passando de 15,75 dB para 15,76 dB. Observando-se a posição dos canais em relação ao zero de dispersão da fibra, nota-se que os canais se encontram alocados muito próximos ao zero de dispersão e próximos entre si. Analisando a Equação (2.49) notamos que a condição de casamento de fase é atendida, o que acarreta em alta eficiência e potência de FWM. Devido a esta característica, mesmo com o aumento do espaçamento entre canais de 12,5 GHz para 25 GHz, o afastamento dos canais entre si e do zero de dispersão não é suficiente para causar melhora significativa na SNR. Assim, apenas os produtos de FWM mais afastados do zero de dispersão sofrem alterações significativas.

Comparando as figuras 3.4b e 3.4c, observamos um ligeiro aumento na SNR, passando de 15,76 dB para 15,86 dB. Assim como na comparação anterior, o aumento do espaçamento entre canais de 25 GHz para 50 GHz não proporciona o afastamento suficiente dos canais entre si e do zero de dispersão de modo a proporcionar ganho significativo na SNR. Através da comparação das figuras 3.8c e 3.8d, observamos um ganho significativo na SNR, passando de 15,86 dB para 18,86 dB. Neste caso, o aumento do espaçamento entre canais de 50 GHz para 100 GHz é suficiente para reduzir a eficiência e potência de FWM de modo a proporcionar aumento significativo na SNR do sistema.

A análise das figuras 3.4a, 3.4b, 3.4c e 3.4d nos permite concluir que a manutenção de valores aceitáveis para a SNR do sistema depende da potência de cada canal e do espaçamento entre os mesmos. Por exemplo, em sistemas WDM operando em fibras DSF com alocação de canais igualmente espaçados e número de canais elevado ou que requeiram canais estreitamente espaçados, os níveis de potência não podem ser muito elevados.

Com base nos resultados da figura 3.4, podemos concluir que a utilização da alocação uniforme de canais não é recomendada para fibras DSF, salvo quando se utiliza espaçamento entre canais igual ou maior que 100 GHz, o que corrobora com a grade de canais sugerida no

Apêndice IV da recomendação G.692 do ITU-T. Tal constatação levanta a necessidade de investigação do esquema de alocação não uniforme de canais, o qual é tratado na seção seguinte.

3.5. FWM em sistemas WDM com alocação não uniforme

Uma maneira relativamente simples de reduzir as penalidades da FWM consiste em projetar sistemas WDM com espaçamentos desiguais entre canais (AGRAWAL, 2001b). Medidas experimentais em um sistema WDM, no qual foram transmitidos oito canais com taxa de 10 Gb/s por mais de 137 km em uma fibra DSF, confirmam a vantagem do espaçamento não uniforme entre canais (AGRAWAL, 2002). Em 1999 uma experiência utilizou esta técnica para transmitir 22 canais, operando com taxa de 10 Gb/s, por mais de 320 km de fibra DSF com amplificadores espaçados em 80 km (SUZUKI, 1999). O espaçamento entre canais variou na faixa de 125 a 275 GHz (1532 a 1562 nm), sendo que o comprimento de onda de cada canal era determinado utilizando um esquema de alocação dado por LEE (1998). O comprimento de onda de zero dispersão da fibra estava em torno de 1548 nm, resultando em condição de quase casamento de fase para muitos componentes da FWM. Entretanto, o desempenho do sistema permaneceu bom devido à utilização de espaçamento não uniforme entre canais, resultando em penalidades de potência menores que 1,5 dB para todos os canais.

Com o intuito de analisar a influência da alocação de canais na FWM, duas simulações foram realizadas tomando como base uma fibra DSF com as mesmas características descritas pela Tabela II. A figura 3.5a ilustra o resultado da simulação utilizando canais com alocação uniforme ($f_2 - f_1 = f_3 - f_2$), com separação entre canais de 62,4 GHz ($\sim 0,5$ nm), enquanto a figura 3.5b exibe o resultado utilizando canais com alocação não uniforme ($f_2 - f_1 \neq f_3 - f_2$) onde $f_2 - f_1 = 93,75$ GHz ($\sim 0,75$ nm) e $f_3 - f_2 = 62,4$ GHz ($\sim 0,5$ nm). Os valores utilizados para separação entre canais da figura 3.5 foram definidos arbitrariamente devido à sua representatividade gráfica de modo a proporcionar maior clareza e entendimento.

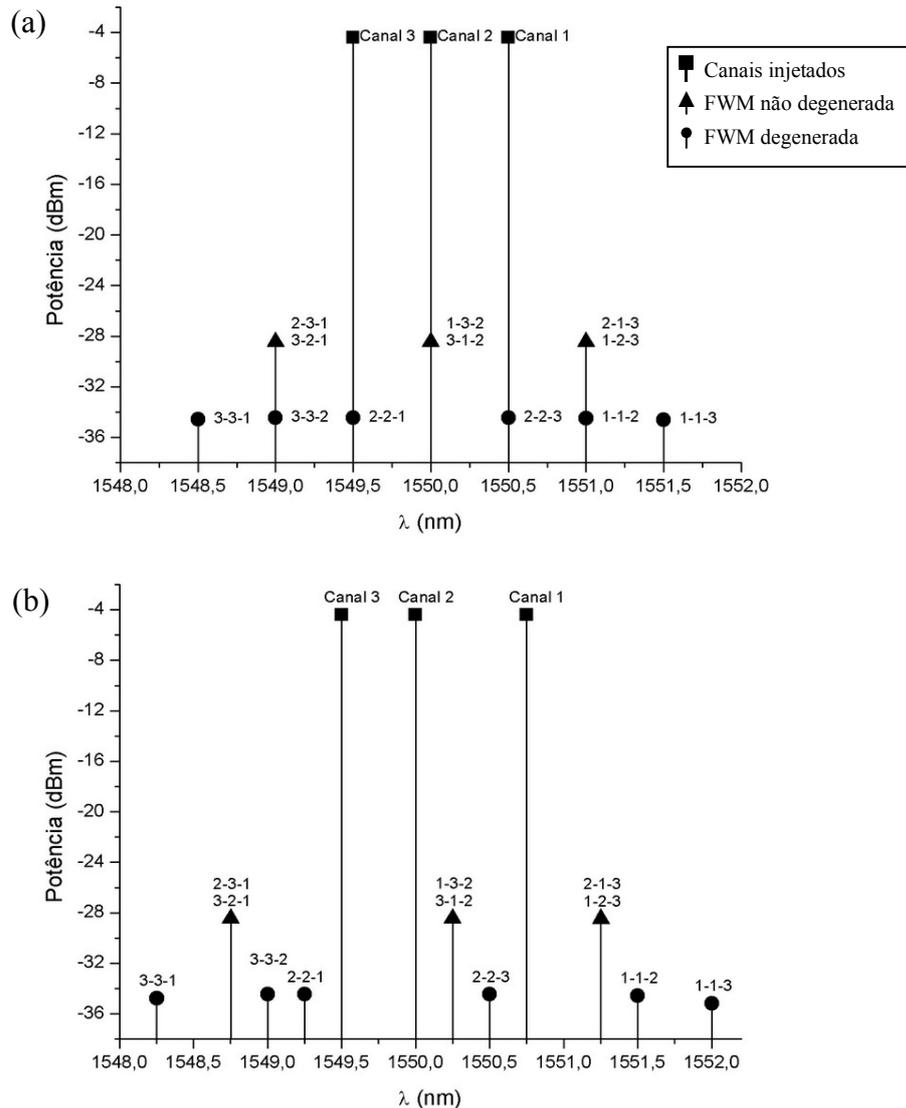


Figura 3.5 – Potência dos canais e componentes da FWM em um sistema de 3 canais em fibra DSF com alocação de canais: (a) uniforme (b) não uniforme.

Os resultados ilustrados nas figuras 3.5a e 3.5b exibem, adicionalmente ao ilustrado pelas figuras 2.2a e 2.2b, o eixo vertical com o nível de potência das ondas ópticas participantes do processo e, conforme pode ser observado, a utilização da alocação não uniforme evita que as novas frequências geradas pela FWM coincidam com as frequências dos canais injetados na fibra, reduzindo a interferência causada pela FWM nestes canais. Para este caso, notamos também, que a utilização da alocação não uniforme não resulta em redução significativa nos níveis de potência dos produtos da FWM, apenas evita a coincidência dos mesmos com os canais injetados. Esta característica está relacionada com a abordagem realizada anteriormente na seção 3.3.1 através das figuras 3.1b e 3.1c, onde a alocação de canais próximos ao zero de dispersão acarreta em altos níveis de eficiência da FWM. Tal característica pode ser melhor entendida através da observação dos níveis de potência dos produtos gerados pela FWM,

tomando como base o produto f_{132} na figura 3.5a, e comparando-o com seu correspondente na figura 3.5b. Constatamos que o nível de potência dos mesmos é praticamente idêntico quando analisado graficamente, entretanto, numericamente o produto f_{132} da figura 3.5a possui potência igual a -28,441 dBm enquanto seu correspondente na figura 3.5b possui potência de -28,444 dBm. Esta diferença entre os níveis de potência está em conformidade com o exposto anteriormente, e da mesma forma, estende-se aos demais produtos da FWM, tornando-se mais acentuada à medida que os canais/produzidos de FWM se distanciam do zero de dispersão, como por exemplo, na figura 3.5a onde o produto f_{213} possui potência de -28,455 dBm e seu correspondente na figura 3.5b potência de -28,476 dBm.

Embora a utilização de espaçamento não uniforme entre canais reduza as penalidades de potência causadas pela FWM, sua utilização nem sempre é possível devido às restrições de componentes da rede óptica, tais como filtros Fabry-Perot e redes de Bragg, que requerem canais igualmente espaçados (AGRAWAL, 2001a).

Para garantir que nenhum dos diversos produtos da FWM coincida com os canais injetados na fibra e reduzir o problema da interferência entre os mesmos, é necessário alocar os canais de maneira não uniforme, onde o espaçamento entre quaisquer dois canais seja diferente do espaçamento entre todos os demais canais do sistema. Embora seja relativamente fácil satisfazer tais condições para um número pequeno de canais, obter os mesmos resultados quando o número de canais torna-se elevado mostra-se uma tarefa computacional complexa. Uma técnica comumente usada na alocação de canais com espaçamento não uniforme é baseada na régua de Golomb. Este conceito, que serve de base teórica para a análise aqui proposta, é apresentado na seção seguinte.

3.6. Régua de Golomb

Uma régua de Golomb, nomeada em função de seu inventor Solomon W. Golomb, destaca um conjunto de N inteiros ($0 = n_1 < n_2 < \dots < n_N$) que representam as marcas ao longo de uma régua imaginária tal que entre duas marcas quaisquer, a separação seja diferente de todo e qualquer outro par. Esta condição equivale a dizer que todas as possíveis $N(N-1)/2$ distâncias medidas ao longo da régua são distintas entre si. O número de marcas na régua define sua ordem e a maior distância entre duas de suas marcas define seu comprimento. A translação e a reflexão de uma régua de Golomb são consideradas triviais, de maneira que a menor marca é habitualmente colocada no zero e as marcas subsequentes nos possíveis valores que satisfaçam a condição de manter as $N(N-1)/2$ distâncias entre as marcas distintas entre si. Não há nenhuma exigência que uma régua de Golomb meça exata e unitariamente todas as distâncias até seu comprimento, mas se o fizer é chamada de régua de Golomb perfeita. A figura 3.6 ilustra uma régua de ordem 4 e comprimento 6.

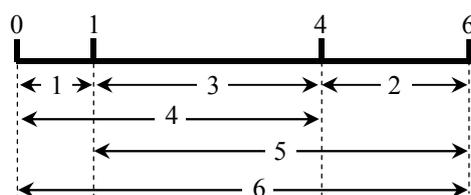


Figura 3.6 – Régua de Golomb de ordem 4 e comprimento 6.
Esta régua é ao mesmo tempo ótima e perfeita.

De maneira semelhante, uma régua de Golomb é considerada ótima se nenhuma outra mais curta e com a mesma ordem exista, conforme ilustrado na figura 3.6. Diversos estudos e aplicações da régua de Golomb foram e continuam sendo realizados desde sua concepção. Por exemplo, foi provado que nenhuma régua de Golomb perfeita existe para cinco ou mais marcas.

Embora a criação destas réguas seja relativamente fácil, encontrar Réguas Ótimas de Golomb (OGRs – *Optimum Golomb Rulers*) para ordens elevadas torna-se um grande desafio computacional. No ano de 1989, o então entusiasta pelo estudo das Réguas de Golomb, David Vanderschel, apresentou um artigo sobre o grau de dificuldade computacional em encontrar OGRs, baseado em um programa desenvolvido em linguagem C. Em 1994, Mark Garry – também pesquisando sobre as OGRs – tomou conhecimento do artigo escrito por Vanderschel e reescreveu o programa utilizando a linguagem de programação Fortran para validar réguas ótimas com ordem superior a 16. Em meados de 1995, a participação de Garry em um grupo

de discussão sobre análise numérica possibilitou sua correspondência com outros pesquisadores e a partir de então houve uma convergência de diversos trabalhos individuais para um projeto unificado que atendesse aos distintos interesses. A combinação de esforços resultou em um programa, em linguagem C, mais rápido que qualquer outro programa conhecido até então, que procurava exaustivamente por OGRs. A figura 3.7 faz uma comparação dos tempos necessários para encontrar OGRs em função de sua ordem, considerando os computadores disponíveis na época. Atualmente, esses computadores são considerados “ultrapassados” e a estimativa dos tempos é reduzida.

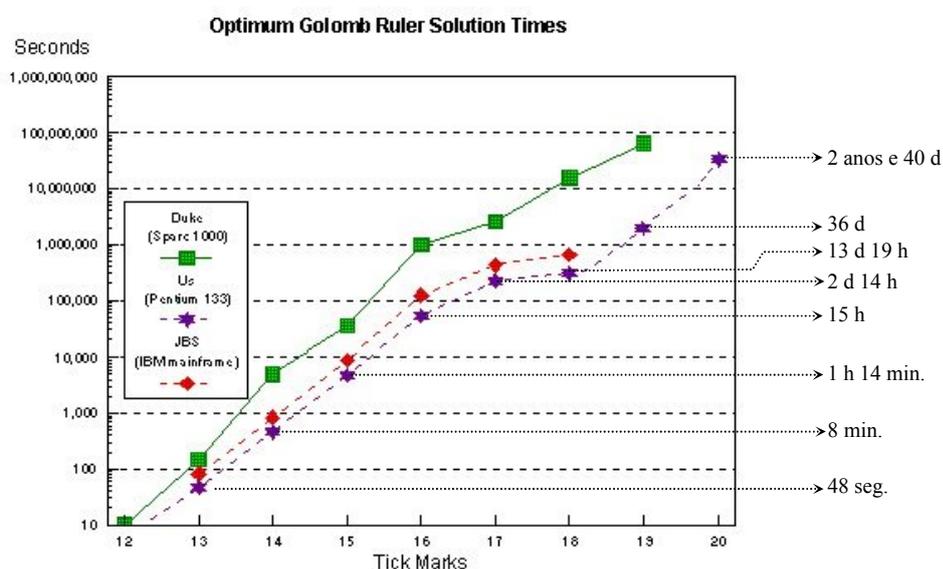


Figura 3.6 – Tempo necessário para determinar OGRs em função do número de marcas. O computador Pentium 133 operou com 100% do tempo de CPU dedicado ao processo OGR utilizando algoritmo otimizado. Fonte: <http://members.golomb20.com/about.htm>.

Em fevereiro de 1997, teve início um trabalho coordenado por Earle Ady e Christopher G. Stach II, dos laboratórios *Hotjobs.com* e *New Media Labs*, em uma tentativa de quebrar a porção RC5-56 da chave secreta do algoritmo de criptografia RSA² ao participarem de um desafio que premiava com US\$ 10.000,00 qualquer um que encontrasse a chave. Infelizmente, este trabalho inicial teve que ser suspenso devido a um ataque hacker ao servidor que hospedava o projeto.

Em março de 1997, uma segunda tentativa, a partir de um trabalho independente, criou o projeto *Distributed.net*³ coordenado por Jeff Lawson. O desafio de encontrar a chave RC5-56 foi concluído no dia 19 de outubro de 1997, depois de 250 dias. A nova concepção do projeto,

² Algoritmo de encriptação de dados cuja sigla está associada ao nome de seus criadores, três professores do Instituto MIT (fundadores da atual empresa RSA Data Security, Inc.): Ron Rivest, Adi Shamir e Len Adleman..

³ Ver <http://www.distributed.net>.

baseada no conceito de computação distribuída, utilizava milhares de computadores conectados à internet para encontrar a chave secreta, de maneira similar ao projeto de busca por inteligência extraterrestre (SETI - *Search for Extra-Terrestrial Intelligence*) da Universidade da Califórnia em Berkeley. Em ambos os projetos, os dados são centralizados em um servidor e então divididos em pequenos trechos que possam ser analisados por computadores pessoais comuns. Para tanto, os projetos contam com a participação voluntária dos internautas, que “emprestam” a capacidade de processamento de seus computadores para a análise e processamento dos dados enquanto seus computadores estão ociosos.

A partir do primeiro êxito teve início o segundo projeto, com o desafio de quebrar a porção RC5-64 da chave secreta do algoritmo de criptografia RSA, o qual levou quase cinco anos para ser concluído. Paralelamente ao projeto RC5-64, teve início em meados do ano de 2000 o projeto OGR-24 e, logo na seqüência, o projeto OGR-25, ambos com o intuito de encontrar e provar as OGRs de ordens 24 e 25, respectivamente. O projeto OGR-24 foi concluído em novembro de 2004 e, atualmente, o projeto OGR-25 encontra-se em plena atividade com média de 1,5 milhão de nós⁴ (*nodes*) processando informações.

Encontrar OGRs se mostra um problema computacional complexo, visto que nenhum método geral conhecido é eficiente para resolvê-lo e uma solução ótima só pode ser encontrada com um tempo computacional exaustivo testando todas as combinações possíveis. Embora sejam conhecidas Régua de Golomb de ordem superior a 150 (ATKINSON, 1984-1996; LAM, 1988), não foi provado que necessariamente estas sejam régua ótimas para suas respectivas ordens. Outra característica associada a OGRs está relacionada ao fato de que é possível, para alguns casos, que sejam identificadas mais de uma régua ótima através da execução da procura exaustiva.

Inicialmente proposta e utilizada como curiosidade matemática e, posteriormente, em jogos matemáticos, a régua de Golomb se mostra de grande utilidade em diversas áreas. Em particular, no caso da metodologia proposta pela recomendação G.692 para fibras DSF, o critério de alocação de canais utiliza os conceitos e fundamentos da Régua de Golomb como técnica para alocação não uniforme de canais, técnica esta que será tratada na seção seguinte.

⁴ Cada nó corresponde a 1 processador. Assim, uma CPU com processador de N núcleos corresponderá a N nós.

3.7. Utilização da Régua de Golomb na alocação de canais WDM

Uma técnica para projetar a alocação de canais de modo a minimizar o *crosstalk* devido a FWM é a utilização da régua de Golomb. O método é uma generalização da técnica proposta nos anos 1950 para reduzir o efeito da interferência de intermodulação de 3ª ordem em sistemas rádiotransmissores (ATKINSON, 1986; FORGHIERI, 1995).

A alocação de canais pode ser feita, por exemplo, dividindo a largura da banda óptica disponível (L_B) em *slots* iguais de largura de banda Δf grande o bastante para evitar a sobreposição entre espectros em *slots* adjacentes. Dada uma frequência óptica de referência (arbitrária), f_0 , o *i*-ésimo *slot* é centrado ao redor da frequência óptica $f_i = f_0 + n_i \Delta f$, onde n_i é um inteiro que será referenciado como o número do *i*-ésimo *slot* de frequência. Tendo a frequência dos produtos da FWM definida por $f_{pqr} = f_p + f_q - f_r$, em termos de número de *slot*, esta expressão torna-se:

$$n_{pqr} = n_p + n_q - n_r \quad (p, q \neq r) \quad (3.1)$$

Se o número do *slot* de um produto FWM, n_{pqr} não coincidir com nenhum dos números de *slot* dos canais para qualquer escolha de p, q e r , então nenhum produto gerado pela FWM será criado em qualquer um dos *slots* dos canais. Sendo N o número de canais a ser transmitido, é suficiente então escolher M *slots* (com crescente número de *slots*) (n_1, n_2, \dots, n_M) tal que $\forall p, q, r \in 1 \dots N$ ($p, q \neq r$), $n_{pqr} \notin (n_1, n_2, \dots, n_M)$. Esta condição pode ser mais claramente entendida como equivalente a requerer que para quaisquer dois pares diferentes de *slots* de canal, a separação de frequência entre dois canais em cada par não pode ser a mesma.

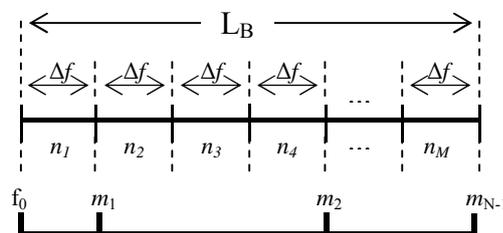


Figura 3.7 – Alocação de canais baseada em Régua de Golomb.

É comum escolher $0 = n_1 < n_2 < \dots < n_M$, de maneira que $f_1 = f_0$. Um sinal FWM na frequência $f_F = f_p + f_q - f_r$ tem um número de *slot* $n_F = n_p + n_q - n_r$. Como $n_p, n_q \neq n_r$, então $n_F \neq n_p$ ($p = 1, \dots, N$), o que assegura que nenhum produto FWM coincide com canal.

De forma resumida, o problema proposto consiste em encontrar um vetor de $N-1$ inteiros positivos (m_1, m_2, \dots, m_{N-1}), que representam os espaçamentos de canais, tal que as $N(N-1)/2$ possíveis somas parciais de elementos adjacentes, definidas pela Equação (3.2), sejam diferentes entre si.

$$s_{qr} = \sum_{p=q}^r m_p \quad (1 \leq q < r \leq N) \quad (3.2)$$

Para que a largura de banda total ocupada pelos canais, $s_{1N}\Delta f$, seja mínima, é suficiente assegurar que a soma total s_{1N} seja mínima. Esta solução ideal, onde o espaçamento entre canais é o menor possível, mostra-se justamente a mesma de obter a régua ótima de Golomb para uma dada ordem, onde a ordem da régua torna-se o número de canais.

Embora a utilização da Régua Ótima de Golomb (OGR) para a alocação não uniforme de canais reduza as penalidades impostas pela FWM, tal redução é obtida à custa do aumento da largura da banda do sistema quando comparada com o caso de canais igualmente espaçados. Como consequência, este esquema é espectralmente ineficiente e se torna tão mais severo quanto maior o número de canais (TKACH et al, 1995).

Com a utilização da alocação não uniforme de canais com base em OGR, nenhum produto de FWM é gerado na mesma frequência dos canais injetados. Embora este fato seja observado, diversos produtos de FWM são gerados em frequências adjacentes aos canais. Para estes casos, a utilização de filtro óptico de largura de banda adequada pode reduzir o número de produtos FWM e melhorar a SNR. Entretanto, devido a limitações técnicas e/ou financeiras nem sempre é possível a utilização de filtro óptico de largura de banda tão estreita quanto a necessária para filtrar todos os produtos de FWM. Assim, devemos considerar certa largura de banda em torno de cada canal onde os produtos de FWM não são totalmente eliminados e devem ser considerados como ruído, visto que os mesmos provocarão interferência no canal injetado.

Um aspecto importante na utilização da alocação US (Unequally Spaced) é a definição da largura de banda do filtro óptico (B_F) para o cálculo da SNR do sistema, de acordo com a Equação (3.1). Nesta dissertação, a escolha de B_F foi baseada em extensivas simulações numéricas, incluindo OGRs de ordem até 132, que permitiram concluir que: I) as posições relativas de canais e produtos FWM dependem apenas do número de canais; II) a separação

espectral entre dois produtos FWM adjacentes é um múltiplo inteiro do *slot* de largura Δf e III) a separação espectral mínima entre um canal e cada um dos produtos FWM adjacentes a ele é Δf . Esta condição assegura que, se existirem dois canais tais que o espaçamento entre eles é Δf , então nenhum produto FWM será gerado entre esse par de canais. A partir dessas conclusões e em todas as simulações realizadas, empregamos um filtro óptico com largura de banda $B_F = 2\Delta f$, centrado em torno de cada canal injetado. Desta forma, a potência dos produtos de FWM gerados dentro da largura de banda do filtro óptico considerado são somadas e tratadas como ruído para o cálculo da SNR. Com o objetivo de analisar o cenário sugerido, a figura 3.8 ilustra o resultado obtido com a utilização da alocação não uniforme baseada em OGR, mantendo-se as demais características da figura 3.4.

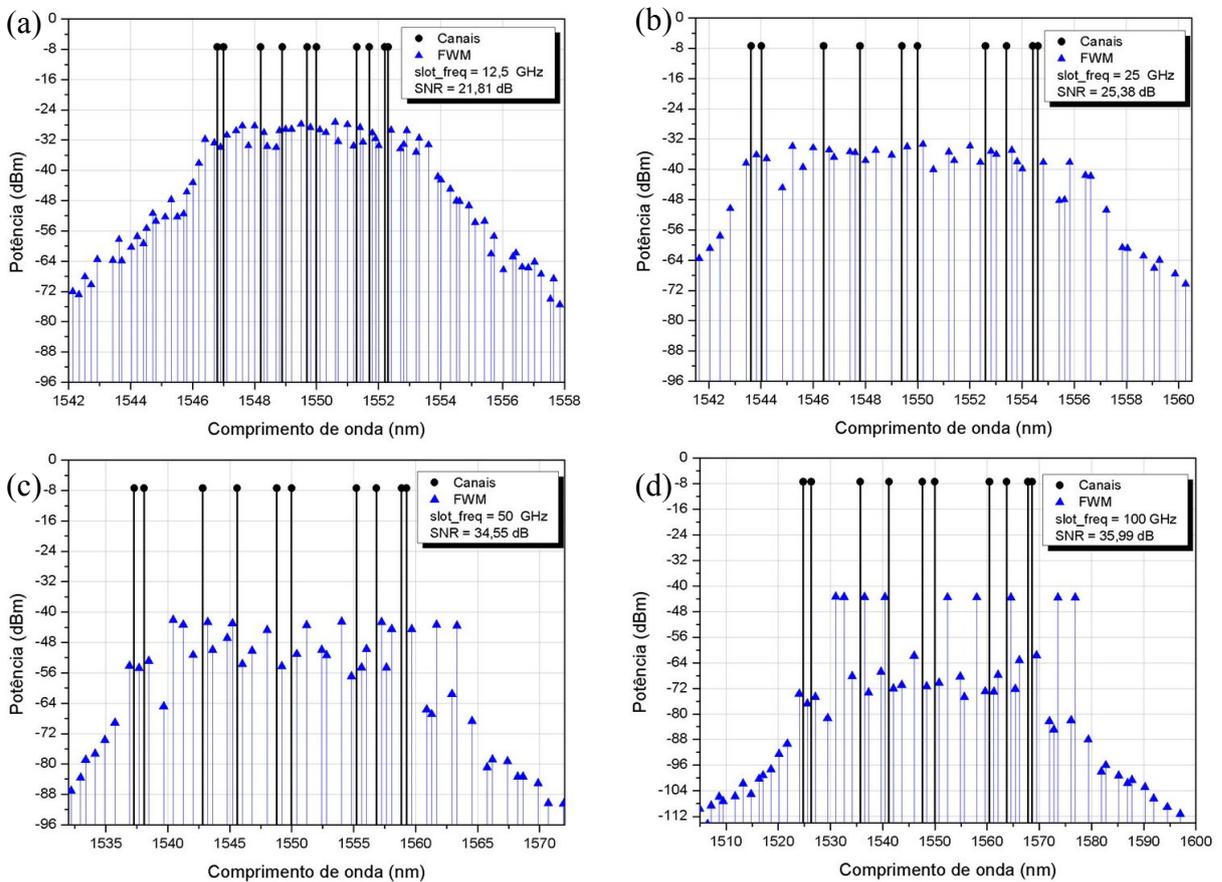


Figura 3.8 – Potência de FWM para um sistema WDM de 10 canais com alocação não uniforme baseada em OGR com slots de frequência de (a) 12,5 GHz; (b) 25 GHz; (c) 50 GHz e (d) 100 GHz.

No caso da figura 3.8a, 3.8b e 3.8c os produtos de FWM com potência abaixo de -96 dBm foram desconsiderados objetivando delimitar o gráfico apenas na área de interesse. Na figura 3.9d, a mesma ação foi realizada para os produtos FWM com potência abaixo de -112 dBm. Da mesma maneira que na figura 3.4, muitos dos produtos de FWM são gerados em frequências que coincidem entre si, desta forma, a potência de FWM ilustrada para a alocação

US baseada em OGR é a soma das potências parciais e o resultado final apresentado graficamente aparenta conter um número reduzido de produtos de FWM.

Comparando as figuras 3.4a, 3.4b, 3.4c e 3.4d com suas respectivas correspondentes 3.8a, 3.8b, 3.8c e 3.8d verificamos ganhos na SNR de 6,06 dB, 9,62 dB, 18,69 dB e 17,13 dB, respectivamente. Torna-se fácil concluir que a utilização da alocação não uniforme traz ganhos significativos na SNR para o sistema WDM em análise. Entretanto, observamos que o ganho na SNR é obtido à custa do aumento da largura de banda do sistema WDM, o que é claramente observado na figura 3.8d, onde a largura de banda do sistema WDM é de aproximadamente 43,85 nm. Este aumento da largura de banda em função do número de canais do sistema restringe a utilização da alocação não uniforme baseada em OGR em alguns casos, como por exemplo, em sistemas que utilizam EDFA's, onde a largura de banda dos mesmos é restrita.

A análise conjunta dos resultados das figuras 3.4 e 3.8 permitem concluir que a manutenção de valores aceitáveis para a SNR do sistema depende da potência de cada canal e do espaçamento entre os mesmos. Adicionalmente, também se conclui que a largura de banda utilizada pelo sistema WDM torna-se fator relevante e restritivo quando da utilização da alocação não uniforme baseada em OGR. Embora a utilização da alocação US seja fortemente recomendada para casos como o apresentado pela figura 3.8, sua utilização deve ser criteriosa e realizada de tal maneira a conseguir obter equilíbrio entre a SNR e a largura de banda do sistema.

3.8. Considerações sobre largura de banda

Sistemas WDM de longa distância utilizam diversos dispositivos, dentre os quais figuram os EDFA's. Embora a largura de banda das fibras ópticas na 3ª janela de operação próximo do mínimo de atenuação, em torno de $\lambda = 1550$ nm, seja aproximadamente de 15 THz (~ 120 nm) os EDFA's possuem largura de banda de operação relativamente restrita nesta região, da ordem de 30 nm, resultando em uma faixa reduzida de comprimentos de onda entre 1530 e 1560 nm (ITU-T G.694.1 06/2002).

Além da restrição da faixa útil de operação dos EDFA's, todo projeto de sistema WDM deve levar em consideração o nível de *crosstalk*, pois quando o mesmo possui nível elevado causa

degradação no desempenho do sistema levando ao aumento da taxa de erros por bit (BER). Como a largura de banda usada por um arranjo de canais de um sistema WDM possui relação direta com o número de canais e o tipo de alocação de canais utilizado, sistemas que usam EDFA's devem ser projetados de maneira a acomodar todos os canais a serem transmitidos dentro da faixa de operação dos amplificadores, o que implica em adequar o espaçamento entre canais e o tipo de alocação dos mesmos de modo a manter o *crosstalk* dentro de níveis aceitáveis sem prejudicar o desempenho do sistema.

3.8.1. Canais com alocação uniforme

O esboço de um sistema WDM que se utiliza de canais com alocação uniforme (ES – Equally Spaced), com igual separação de frequência entre os canais adjacentes é ilustrado na figura 3.9.

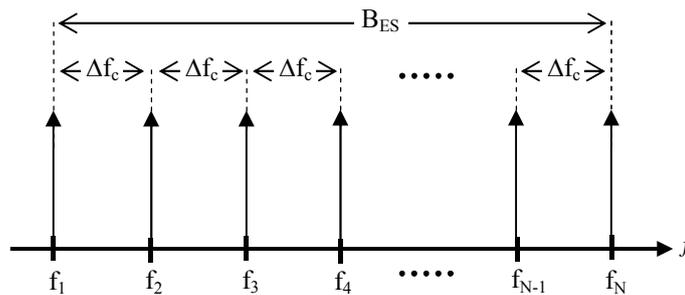


Figura 3.9 – Sistema WDM de N canais com espaçamento Δf_c entre canais.

No caso de canais alocados uniformemente usando um espaçamento Δf_c a largura de banda total de um sistema WDM é dada por:

$$B_{ES} = (N-1)\Delta f_c \quad (3.4)$$

onde N representa o número de canais e Δf_c o espaçamento entre canais. Este esquema de alocação de canais ocupa menor largura de banda, entretanto todos os produtos gerados pela FWM dentro da largura de banda do sistema coincidem com os canais injetados na fibra tornando elevado o nível de *crosstalk*, conforme ilustrado pela figura 3.5.

3.8.2. Canais com alocação não uniforme

O esboço de um sistema WDM a partir da alocação de canais com diferentes separações de frequência entre os canais adjacentes é ilustrado na figura 3.10.

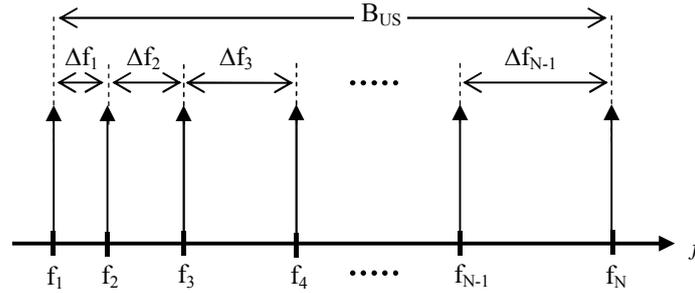


Figura 3.10 – Sistema WDM de N canais com espaçamento não uniforme.

Para canais não uniformemente espaçados, a largura de banda total de um sistema WDM é dada pela soma de todos os espaçamentos entre canais, sendo definida por:

$$B_{US} = \sum_{i=1}^{N-1} \Delta f_i \quad (3.3)$$

onde N representa o número de canais e Δf_i o *i*-ésimo espaçamento entre canais. Este esquema de alocação, quando baseado em OGR, garante que nenhum produto da FWM coincida com os canais injetados na fibra, embora aumente a largura de banda utilizada pelo sistema WDM. No caso da utilização de alocação não uniforme de canais com base em OGR, a Equação (3.3) pode ser reescrita como:

$$B_{OGR} = CR_{ogr(N)} \Delta f_{min} \quad (3.4)$$

onde $CR_{ogr(N)}$ representa o comprimento da OGR de ordem N e Δf_{min} o espaçamento mínimo entre canais definido para a mesma régua. O termo $CR_{ogr(N)}$ não possui, até o momento, nenhuma expressão matemática que o determine. O valor deste termo é conhecido apenas após determinada a OGR de ordem N, quando então seu comprimento passa a ser conhecido.

A tabela III lista OGRs de ordem $N = 3, 5, 7, 9, 11, 13$ e 24 por exemplo, para OGR-3, o canal 2 (central) dista Δf do canal 1 e $2\Delta f$ do canal 3. O comprimento da régua (n_N) representa a largura de banda normalizada ocupada pelos canais.

N	n_1, n_2, \dots, n_N
3	0, 1, 3
5	0, 1, 4, 9, 11
7	0, 1, 4, 10, 18, 23, 25
9	0, 1, 5, 12, 25, 27, 35, 41, 44
11	0, 1, 4, 13, 28, 33, 47, 54, 64, 70, 72
13	0, 2, 5, 25, 37, 43, 59, 70, 85, 89, 98, 99, 106
24	0, 9, 33, 37, 38, 97, 122, 129, 140, 142, 152, 191, 205, 208, 252, 278, 286, 326, 332, 353, 368, 384, 403, 425

Tabela III – Réguas Ótimas de Golomb

A variação da largura de banda B_{US} em função do número de canais é mostrada na figura 3.11, considerando espaçamentos: (a) uniforme (ES) e (b) não uniforme (US). No caso ES, o *slot* Δf representa o próprio espaçamento entre canais; no caso US, Δf é o mínimo espaçamento entre canais. Adicionalmente à grade proposta pelo ITU-T, foi incluído o espaçamento de 6,25 GHz entre canais, o qual atualmente já se encontra em fase de estudos por alguns autores como Ohara *et al* (2006).

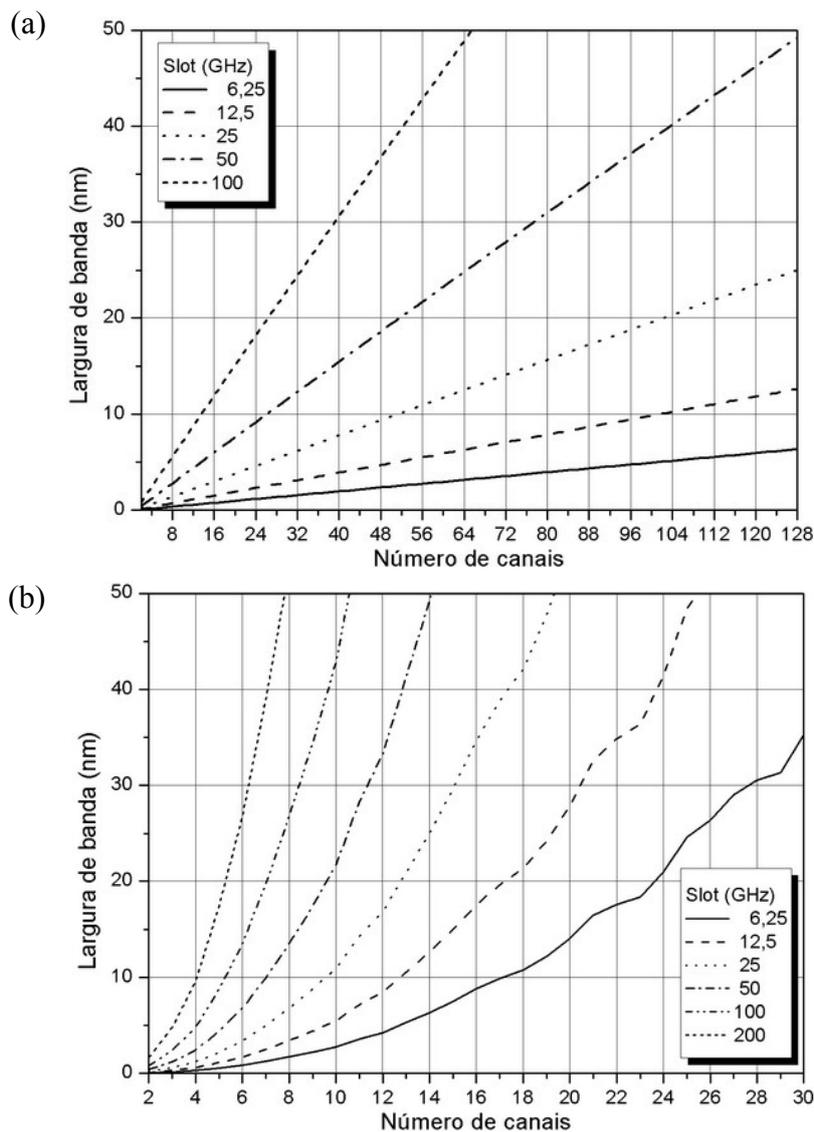


Figura 3.11 – Largura de banda em função do número de canais com espaçamentos (a) uniforme e (b) não uniforme baseado em OGR.

Em um sistema de N canais, a escolha de Δf deve ser feita de modo a garantir que a largura de banda máxima ocupada pelos canais fique limitada a 30 - 40 nm, que correspondem à largura de banda típica de um amplificador óptico. No caso ES, como pode ser claramente observado na figura 3.11a, esta condição é relativamente fácil de ser satisfeita, ainda que dezenas de

canais com espaçamento de 50 ou 100 GHz sejam considerados. Por outro lado, a figura 3.11b mostra que o aumento do número de canais em sistemas que empregam US limita Δf a valores pequenos: com apenas 11 canais e $\Delta f = 25$ GHz, $B_{US} \sim 15$ nm e para 20 canais e $\Delta f = 12,5$ GHz, $B_{US} \sim 28$ nm. Comparando com o esquema ES, os correspondentes fatores de aumento de largura de banda são de 7 e 14. Vale a pena comentar que, no caso US, o aumento do número de canais resulta em um aumento no espaçamento médio entre canais – como indicado na Tabela III – e, conseqüentemente, em maior descasamento de fase entre os mesmos, o que pode, eventualmente, contribuir para a redução da potência de FWM gerada.

A Tabela IV exhibe numericamente o aumento da largura de banda para alocação ES e US baseado em OGR para a grade de espaçamento entre canais propostas pelas recomendações G.692 e G.694.1 do ITU-T onde também é incluído, para fins de análise, o espaçamento de 6,25 GHz.

Nº de canais	LB _{ES} (nm) para Δf (GHz)					LB _{US} (nm) para <i>slot</i> (GHz)				
	6,25	12,5	25	50	100	6,25	12,5	25	50	100
2	0,05	0,10	0,20	0,40	0,80	0,05	0,10	0,20	0,40	0,80
3	0,10	0,20	0,40	0,80	1,60	0,15	0,30	0,60	1,20	2,40
4	0,15	0,30	0,60	1,20	2,40	0,30	0,60	1,20	2,40	4,79
5	0,20	0,40	0,80	1,60	3,20	0,55	1,10	2,20	4,39	8,76
6	0,25	0,50	1,00	2,00	3,99	0,85	1,70	3,40	6,78	13,50
7	0,30	0,60	1,20	2,40	4,79	1,25	2,50	4,99	9,95	19,77
8	0,35	0,70	1,40	2,80	5,59	1,70	3,40	6,78	13,50	26,76
9	0,40	0,80	1,60	3,20	6,38	2,20	4,39	8,76	17,42	34,45
10	0,45	0,90	1,80	3,60	7,17	2,75	5,49	10,93	21,71	42,83
11	0,50	1,00	2,00	3,99	7,97	3,60	7,17	14,28	28,30	55,59
12	0,55	1,10	2,20	4,39	8,76	4,24	8,46	16,83	33,30	65,21
13	0,60	1,20	2,40	4,79	9,55	5,29	10,54	20,94	41,31	80,48
14	0,65	1,30	2,60	5,19	10,34	6,33	12,61	25,02	49,24	95,44
15	0,70	1,40	2,80	5,59	11,13	7,52	14,97	29,65	58,19	112,17
16	0,75	1,50	3,00	5,98	11,92	8,81	17,52	34,64	67,77	129,87
17	0,80	1,60	3,20	6,38	12,71	9,90	19,67	38,84	75,79	144,51
18	0,85	1,70	3,40	6,78	13,50	10,74	21,33	42,07	81,92	155,61
19	0,90	1,80	3,60	7,17	14,28	12,22	24,24	47,73	92,62	174,79
20	0,95	1,90	3,79	7,57	15,07	14,04	27,82	54,66	105,60	197,73
21	1,00	2,00	3,99	7,97	15,85	16,49	32,63	63,92	122,78	227,53
22	1,05	2,10	4,19	8,36	16,64	17,62	34,84	68,14	130,54	240,80
23	1,10	2,20	4,39	8,76	17,42	18,40	36,37	71,06	135,90	249,88
24	1,15	2,30	4,59	9,16	18,20	20,98	41,41	80,66	153,34	279,07

Tabela IV – Largura de banda em função do número de canais para alocação ES e US baseada em OGR das grades de espaçamento recomendadas pelo ITU-T e grade de 6,25 GHz em fase de estudos.

A análise da Tabela IV em conjunto com a figura 3.11 permite uma compreensão conjunta da ineficiência espectral, em termos de largura de banda, da alocação US baseada em OGR bem

como das limitações na sua utilização à medida que o número de canais se torna elevado. Novas técnicas de alocação de canais se encontram em estudo e desenvolvimento na busca de equilibrar da melhor maneira possível a SNR e a largura de banda dos sistemas WDM, de modo a permitir a utilização de um número cada vez maior de canais. A abordagem mais detalhada e análise de algumas destas técnicas é realizada no Capítulo 4.

3.9. **Análise de casos e resultados obtidos**

A influência do espaçamento entre canais na SNR de um sistema é investigada com mais detalhes nesta seção, onde são realizadas comparações entre os esquemas ES e US considerando as fibras SMF, DSF e NZDSF. Neste cenário, são exibidos alguns exemplos relevantes para sistemas de 3, 5, 7, 9, 11, 13 e 20 canais, analisando-os de maneira a fornecer subsídios para uma investigação mais realista e demonstrar a versatilidade e robustez do simulador. As características das fibras usadas nas simulações encontram-se na Tabela II e os parâmetros relevantes são informados ao longo da seção. Para calcula de $\Delta\beta$, potência, eficiência de FWM e SNR são utilizadas, respectivamente, as Equações (2.48), (2.45) e (3.1).

3.9.1. **Fibras G.652, G.653 e G.655 com alocação ES**

Para avaliar os efeitos do tipo de fibra na SNR e permitir comparações entre sistemas WDM com número diferente de canais, é considerado um sistema de 9 canais com as mesmas características da figura 3.3, onde os resultados são ilustrados pela figura 3.12. Cada um dos canais injetados tem potência de 1 mW, a fibra tem $L = 22$ km e $A_{\text{eff}} = 50 \mu\text{m}^2$.

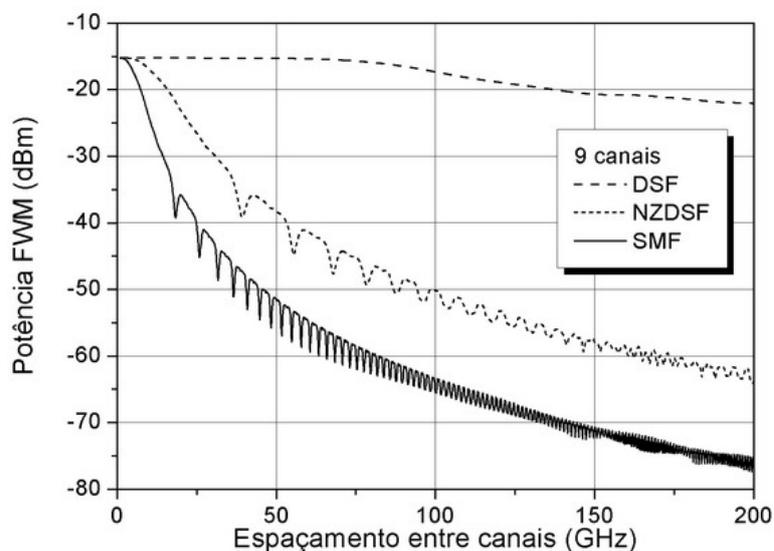


Figura 3.12 – Potência de FWM em função do espaçamento entre canais para sistema WDM de 9 canais.

Observamos na figura 3.12 que, independentemente do número de canais, a potência de FWM é máxima com a fibra DSF e, em relação às demais fibras, praticamente constante e independente do espaçamento entre canais. Assim como para o sistema de três canais, nas fibras NZDSF e SMF a potência de FWM tem comportamento oscilatório decrescente à medida que o espaçamento entre canais aumenta. Notam-se comportamentos semelhantes para as fibras com o acréscimo do número de canais, entretanto, como pode ser observado comparando-se as figuras 3.12 e 3.3b o nível de potência de FWM torna-se elevado em função do maior número de produtos FWM coincidentes com os canais.

O comportamento observado na figura 3.12 também pode ser explicado a partir da Equação (2.49) que, para fibra DSF, seu correspondente descasamento de fase depende apenas do *slope* de dispersão da fibra: (I) é nulo e independe de Δf no caso de três canais WDM e (II) varia com Δf^3 para outros números de canais. No caso das fibras NZDSF e SMF, $\Delta\beta$ varia com Δf^3 , mas agora depende tanto do *slope*, quanto do parâmetro D. Vale a pena ressaltar que as oscilações observadas nas curvas NZDSF e SMF estão associadas ao comportamento do parâmetro $\Delta\beta$, e independem do número de canais. A figura 3.13 ilustra este efeito para fibra NZDSF, comparando sistemas de 3, 5, 7, 9 e 11 canais.

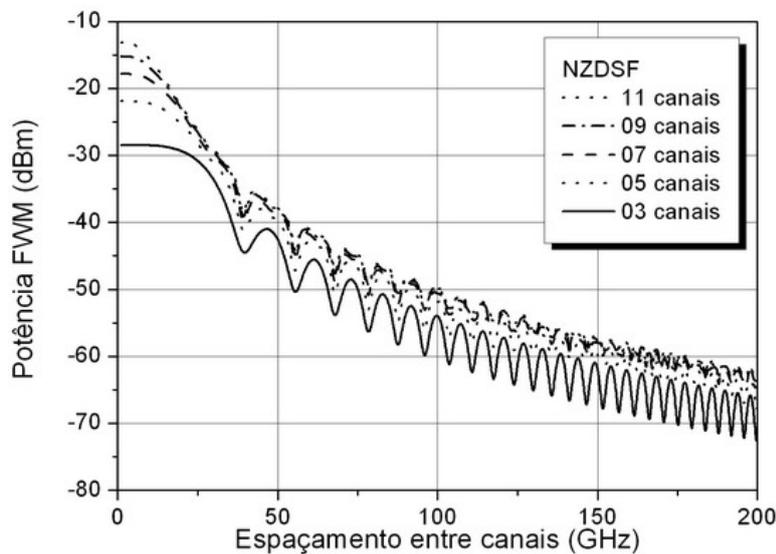


Figura 3.13 – Potência de FWM em função do espaçamento entre canais com fibra NZDSF.

Concluimos através da análise das figuras 3.12 e 3.13 que, para os espaçamentos mínimos de 100 e 50 GHz, inicialmente sugeridos na recomendação G.692 e ainda largamente empregados nos sistemas WDM, o problema de FWM não é pertinente em fibras NZDSF e

SMF, considerando um reduzido número de canais. Por sua vez, este problema pode se tornar relevante especificamente em fibras NZDSF, considerando as grades de 25 e 12,5 GHz.

3.9.2. Potência Injetada e Comprimento da Fibra para alocação ES

Para completar a análise e obter um melhor entendimento dos fatores que influenciam a SNR, um novo conjunto de simulações foi realizado. A figura 3.14 mostra, para um sistema de 7 canais, a variação da potência injetada em função do comprimento da fibra para assegurar uma SNR mínima de 23 dB. Os resultados com fibras NZDSF e DSF são comparados e, nesta última, a grade de 200 GHz é acrescentada para melhor entendimento dos resultados

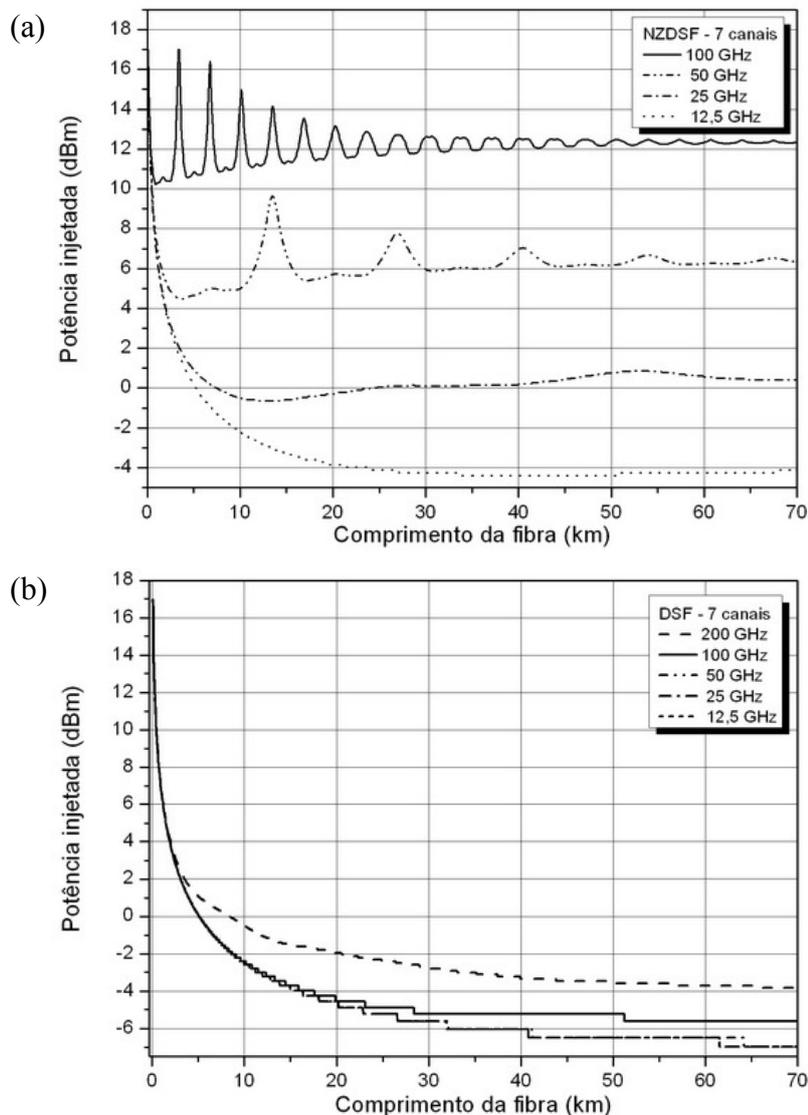


Figura 3.14 – Potência injetada em função do comprimento de fibras: (a) NZDSF e (b) DSF, para sistema de 7 canais, SNR ≥ 23 dB.

Conforme pode ser observado na figura 3.14a, para um dado comprimento de fibra, os níveis de potência tolerados decrescem à medida que o espaçamento entre canais diminui. Observamos, também, que o comportamento oscilatório da potência torna-se mais pronunciado com o aumento do espaçamento entre canais e, de acordo com a Equação (2.49), este fato se deve a um maior descasamento de fase. Por exemplo, para espaçamentos de 25 GHz, a potência injetada é de até 0 dBm, considerando comprimentos de até 70 km, enquanto para espaçamentos de 12,5 GHz, reduzidos níveis de potência já excitam o mecanismo de FWM em fibras NZDSF. Outros resultados mostram que comportamentos semelhantes são observados para sistemas com maior número de canais, havendo apenas uma redução dos níveis de potência permitidos, associada à maior potência de FWM gerada.

Na fibra DSF, a condição de casamento de fase é praticamente satisfeita e a ocorrência de FWM é significativa e pouco dependente do espaçamento entre canais. Isto é aparente na figura 3.14b, onde a manutenção de níveis aceitáveis de SNR acarreta rápidas variações da potência injetada, em um pequena escala de comprimento. Para comprimentos superiores a cerca de 30 km, a potência injetada varia pouco. Os níveis de potência podem ser aliviados, apenas, para canais com espaçamento de 200 GHz. Esse fato torna-se mais notável com o aumento do número de canais. Resultados de outras simulações indicam que, por exemplo, em um sistema de 11 canais, com $\Delta f \leq 100$ GHz e $L \sim 30$ km, a potência deve ser reduzida em pelo menos 3 dB em comparação com o caso $\Delta f = 200$ GHz. Uma comparação dos três padrões de fibra – SMF, DSF e NZDSF – é feita na figura 3.15 para um sistema de 11 canais com $\Delta f = 100$ GHz. Os demais dados são os mesmos da figura 3.14.

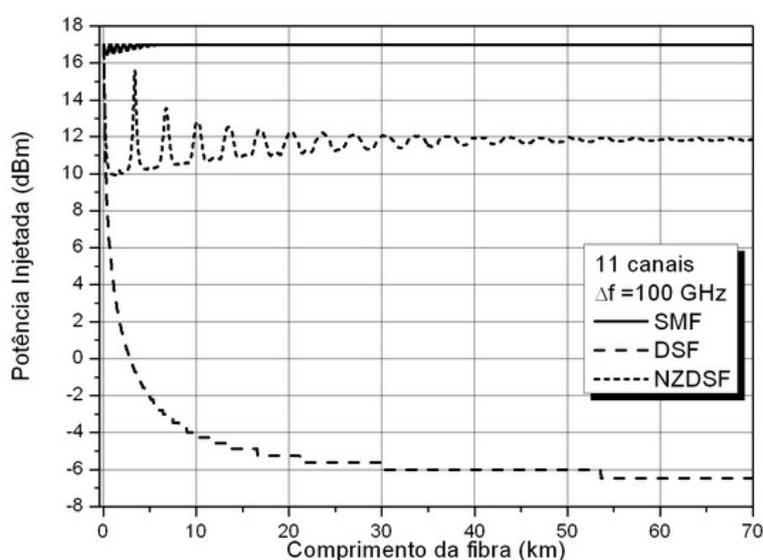


Figura 3.15 – Potência injetada em função do comprimento da fibra para sistema de 11 canais, $\Delta f = 100$ GHz, $SNR \geq 23$ dB.

A análise da figura 3.15 demonstra que a fibra SMF, com elevado parâmetro de dispersão em 1550 nm, favorece o descasamento de fase, o que reduz o efeito de FWM. A curva associada à fibra SMF é praticamente constante e indica que a SNR de 23 dB é facilmente assegurada para os níveis de potência considerados, de até 50 mW. O incremento deste valor permitiria visualizar as oscilações anteriormente descritas. Esta mesma observação é válida para a fibra NZDSF, ao considerarmos $\Delta f = 200$ GHz. Outras simulações realizadas anteriormente permitem afirmar que a fibra DSF é a fibra que impõe maiores penalidades aos sistemas, com severa deterioração da SNR, mesmo para espaçamentos de 200 GHz.

3.9.3. SNR e comprimento da fibra para alocação US

As simulações realizadas anteriormente focaram a investigação do comportamento da SNR de cada um dos canais de um sistema WDM em função do comprimento da fibra, de modo a identificar o pior caso e definir adequadamente a SNR do sistema. Em sistemas que empregam espaçamento uniforme (ES) e fibras DSF, esta tarefa é relativamente simples, pois o pior caso sempre é o do canal que coincide com comprimento de onda de zero dispersão (λ_{ZD}), independente do número de canais. Por outro lado, em sistemas que empregam espaçamento não uniforme (US) baseado em OGRs, não existe um único canal que represente o pior caso em todo o comprimento da fibra. Ao contrário, as muitas simulações numéricas realizadas revelaram que há uma troca da posição de relevância, que depende fundamentalmente do número de canais (ou do espaçamento entre eles, de acordo com a OGR utilizada).

A variação da SNR em função do comprimento da fibra é mostrada na figura 3.16, considerando um sistema de 13 canais, $\Delta f = 12,5$ GHz, fibra NZDSF e $L = 50$ km. Cada canal tem potência de 1 mW e o canal central está posicionado em 1550 nm. Para melhor visualização e entendimento, são mostradas as SNRs de alguns canais, assim agrupados: figura 3.16a - canais 1, 2, 3, 11, 12 e 13; figura 3.16b - canais 4, 7, 9 e 10. Este agrupamento visa explorar os distintos comportamentos observados na SNR.

A figura 3.16a mostra, ainda, a SNR do sistema (representada pelo pior caso entre os canais) que, para comprimentos de até cerca 25 km, é determinada pela SNR do canal 13 e, a partir deste valor, pela SNR do canal 11 (ou 12, pois as discrepâncias entre estes dois canais são

praticamente imperceptíveis). De acordo com a OGR-13, os canais 11 e 12 têm o menor espaçamento (Δf), o que acentua o mecanismo de FWM e reduz a SNR.

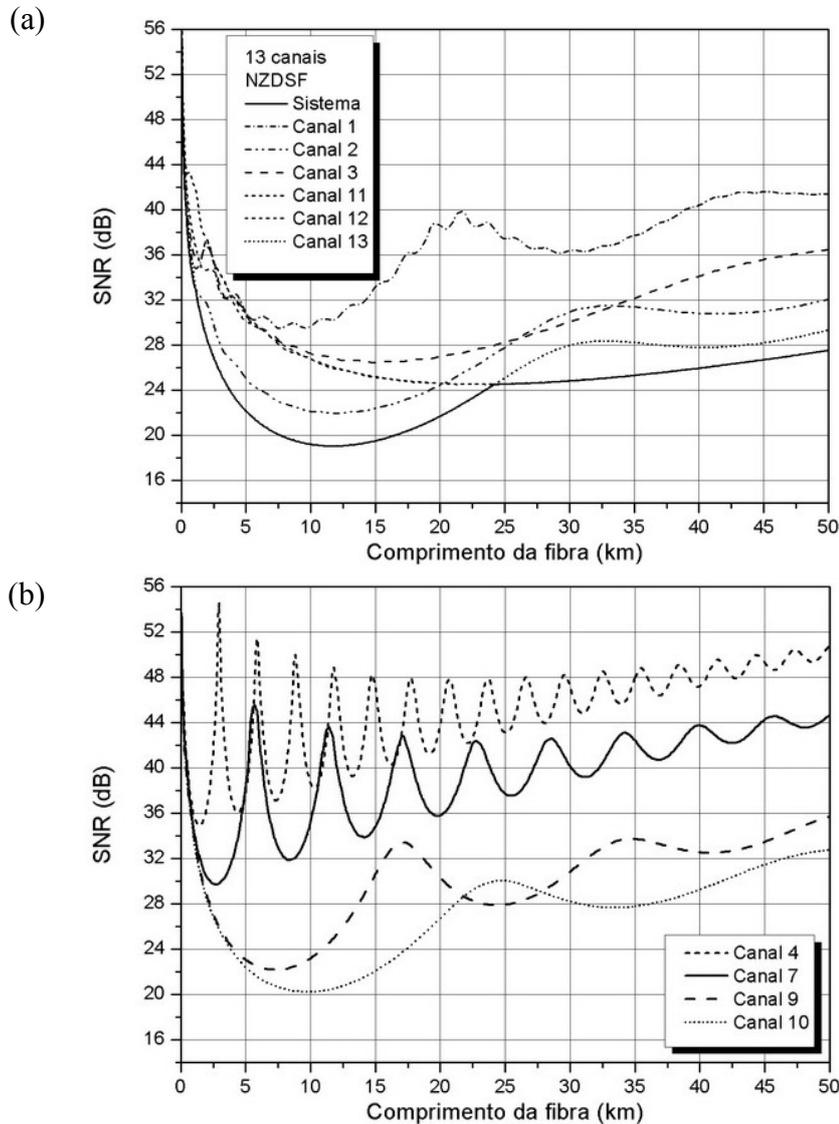


Figura 3.16 – SNR em função do comprimento da fibra NZDSF para (a) canais 1, 2, 3, 11, 12 e 13; (b) canais 4, 7, 9 e 10.

Na figura 3.16b observamos um comportamento oscilatório na SNR dos canais. Este fato pode ser explicado definindo-se uma escala de comprimento, conhecida como comprimento de coerência $L_C = 2\pi/\Delta\beta$, tal que o mecanismo de FWM ocorre de forma significativa para $L < L_C$ (AGRAWALL, 2001a). Examinando a OGR-13 na Tabela III, observa-se que o espaçamento médio entre canais à esquerda e vizinhos do canal central é maior que entre os canais à direita e vizinhos do canal central. Os canais 4 a 6 experimentam, também, maior dispersão e exibem, portanto, maior $\Delta\beta$ associado e menor escala de comprimento em que ocorrem as rápidas variações de FWM (e também de SNR). O contrário ocorre com os canais

8 a 10, que oscilam mais lentamente. Como, para este caso, o espaçamento entre os canais mais internos é maior que entre os canais extremos, a contribuição dos últimos à SNR do sistema é dominante. No caso de fibras DSF, não são observadas oscilações nas curvas de SNR, já que o comprimento de coerência é muito grande, devido ao reduzido descasamento de fase entre canais. Como isto favorece a geração de FWM, a SNR continua proibitivamente baixa, mesmo com o emprego de espaçamento não uniforme entre os canais WDM.

3.9.4. Potência Injetada e Comprimento da Fibra para alocação US

Algumas simulações foram realizadas para investigar a variação da potência injetada em função do comprimento de fibra, para garantir uma dada SNR do sistema. Inicialmente, foi considerada a fibra DSF, que representa o pior dentre todos os casos, e, posteriormente, a fibra NZDSF. A Figura 3.17 mostra, para um sistema de 11 canais a variação da potência injetada, em função do comprimento da fibra DSF, para assegurar uma SNR mínima de 23 dB e compara os dois tipos de espaçamento: não uniforme (US) e uniforme (ES). São considerados slots de larguras 25, 12,5 e 6,25 GHz. As correspondentes larguras de banda são calculadas aproximadamente como: 14,28 nm; 7,17 nm e 3,60 nm, no esquema US e 2 nm; 1 nm e 0,5 nm, no esquema ES. Convém esclarecer que as curvas para o esquema ES, para os pequenos *slots* considerados, são praticamente coincidentes e os níveis de potência suportados são bastante baixos. Este fato foi verificado anteriormente em outras simulações onde as discrepâncias entre as curvas começam a ser observadas para *slots* de 50 GHz, mas com potências ainda baixas, motivo pelo qual não foram inseridas nesta figura.

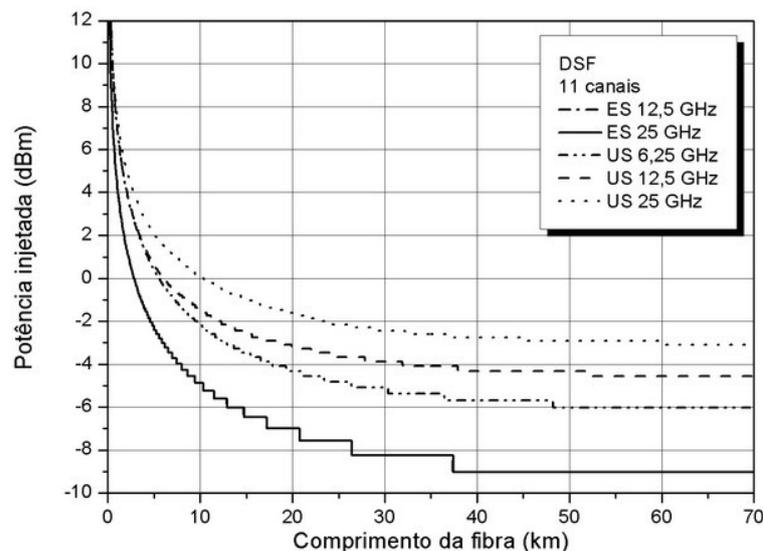


Figura 3.17 – Potência injetada em função do comprimento de fibra DSF para sistema de 11 canais, SNR \geq 23 dB.

Na figura 3.17 é possível observar que o emprego de espaçamento US permite um aumento do nível de potência injetada em comparação com o caso ES, devido ao maior espaçamento entre canais. Este aumento é tão maior quanto mais largo o *slot* Δf , que também contribui para o descasamento de fase. Para $\Delta f = 6,25$ GHz, por exemplo, o aumento é marginal, de até cerca de 3 dB; para $\Delta f = 25$ GHz, aumentos em torno de 7 dB são observados em toda a faixa de comprimentos considerada. No entanto, a potência tolerada continua demasiadamente baixa. Estes resultados indicam, portanto, que o uso de fibra DSF aliado ao esquema US com *slot* de até 25 GHz não traz melhoria significativa para a SNR do sistema, pois as penalidades impostas por FWM ainda são severas. *Slots* mais largos não devem ser empregados, pois resultam em aumento proibitivo da largura de banda.

Para explorar mais detalhadamente o efeito conjunto do número de canais, largura de *slot* e tipo de fibra, novas simulações foram feitas e os principais resultados são apresentados a seguir. O ambiente de simulação é semelhante ao da figura 3.17, onde apenas a fibra DSF é substituída pela fibra NZDSF. O fato do valor do parâmetro de dispersão nessa fibra ser pequeno, mas não nulo, contribui para o descasamento de fase, reduz o efeito de FWM, o que permite níveis de potência mais altos, como pode ser observado nas figuras 3.18 e 3.19 que consideram sistemas de 11 e 20 canais, respectivamente.

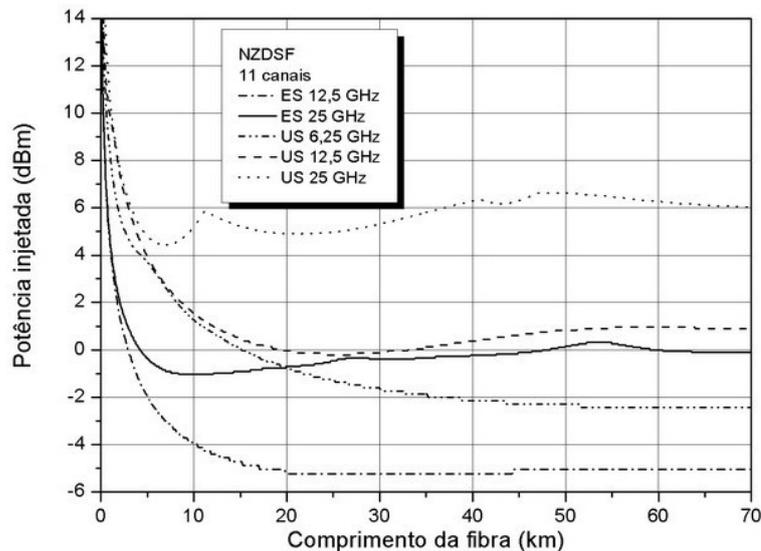


Figura 3.18 – Potência injetada em função do comprimento de fibra NZDSF para sistema de 11 canais, $SNR \geq 23$ dB.

Embora nas duas figuras o comportamento das funções seja bastante semelhante, fica evidente que o aumento do número de canais de 11 para 20 acarretou um aumento no nível de potência tolerável de sinal, resultado da diminuição da potência de FWM gerada. Tal característica

advém do aumento do espaçamento médio entre canais com o aumento do número de canais, como antecipado pela Tabela III.

Além disto, é curioso e interessante notar que há um cruzamento das curvas referentes a US com 6,25 GHz e ES com 25 GHz. Para o sistema de 11 canais, mostrado na figura 3.18, esse cruzamento ocorre em torno de 20 km. Para comprimentos de fibra superiores a este valor, o esquema ES permite níveis de potência 2 dB acima daqueles associados ao esquema US e garante melhor SNR. Adicionalmente, com o esquema ES, há redução da largura de banda (fator de 1,8) e dos custos de fontes e filtros ópticos necessários à implementação dos sistemas, o que constitui uma melhor solução. Havendo necessidade, SNRs elevadas podem ser obtidas com o esquema US (25 GHz), às custas de aumento na largura de banda, por vezes proibitivo.

Na Figura 3.19, para 20 canais, o cruzamento das curvas US (6,25 GHz) e ES (25 GHz) ocorre em torno de 25 km e é discreto: níveis de potência similares (~ -1 dBm) são suportados. Para US (12,5 GHz) percebemos uma pequena saliência da curva, indicando que, em torno de 17 km, houve troca do canal de relevância para a SNR do sistema. Na Figura 3.18 este mesmo comportamento também é observado, mas para US (25 GHz) e comprimento de fibra em torno de 11 km. Novamente, observamos uma melhora de desempenho do sistema com maior número de canais, às custas, entretanto, de maior largura de banda.

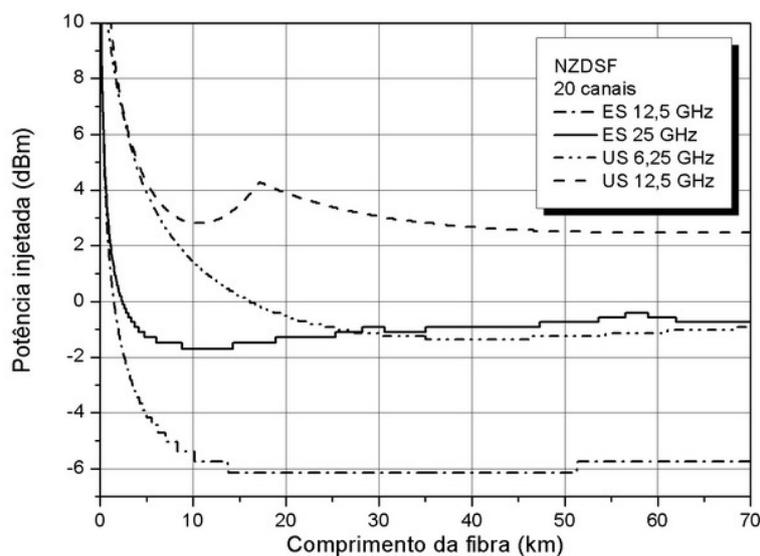


Figura 3.19 – Potência injetada em função do comprimento de fibra NZDSF para sistema de 20 canais, $SNR \geq 23$ dB.

3.9.5. Potência Injetada, SNR e Número de Canais

Para completar a análise, a figura 3.20 mostra a variação da SNR em função da potência injetada para um sistema de (a) 11 canais e (b) 20 canais, fibra NZDSF, $L = 120$ km. Os esquemas ES e US são então comparados.

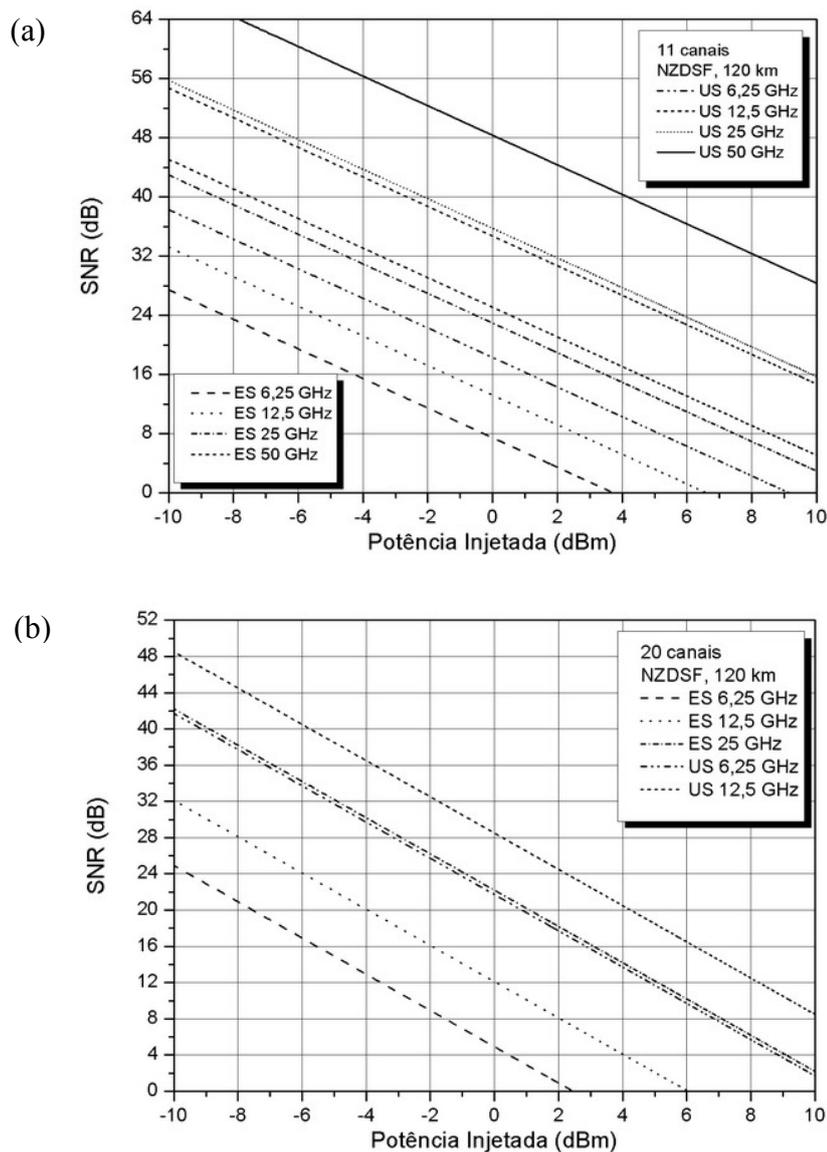


Figura 3.20 – SNR em função da potência injetada para (a) 11 canais e (b) 20 canais.

Independente do número de canais, o aumento dos níveis de potência acentua o mecanismo de FWM e degrada a SNR do sistema, como pode ser observado na figura 3.20. As curvas mostradas sugerem, na realidade, limites superiores para a operação satisfatória de sistemas WDM que sofrem o efeito de FWM. A figura 3.20 indica que o esquema ES (6,25 GHz) é o que oferece pior SNR. Esta figura confirma resultados anteriores: para comprimentos de fibra

superiores a cerca de 25 km, o esquema ES (25 GHz) representa uma boa opção de projeto, pois garante boa SNR com níveis razoáveis de potência, com os benefícios adicionais de menor largura de banda, em relação aos esquemas US (12,5 GHz e 25 GHz), e menores custos de fontes e filtros ópticos.

Para finalizar, a figura 3.21 apresenta a variação da SNR em função do número de canais, para o esquema ES (50, 25 e 12,5 GHz), considerando 50 km de fibra NZDSF e 1 mW de potência injetada em cada canal. Observamos que, realmente, o esquema ES (25 GHz) é um bom compromisso de projeto, garantindo SNR maior que 20 dB com até cerca de 35 canais. Para um número maior de canais, a melhor opção de projeto passa a ser o esquema US (12,5), limitado à largura de banda do amplificador óptico.

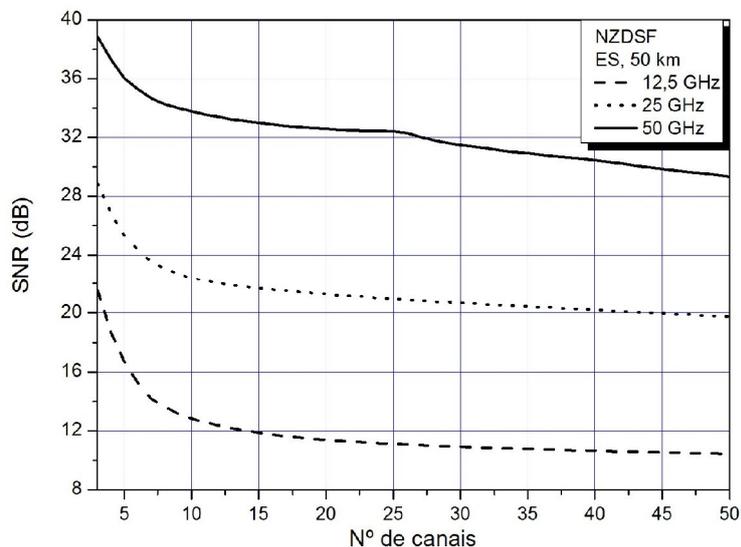


Figura 3.21 – SNR em função do número de canais.

Os resultados obtidos indicam que a redução das penalidades impostas por FWM é possível, em parte, com alocação dos canais fora da região de zero de dispersão da fibra e que a manutenção de valores aceitáveis para a SNR do sistema depende, fundamentalmente, da potência de cada canal e do espaçamento entre eles. Ademais, os resultados sugerem que o uso de espaçamento não uniforme, em geral, reduz as penalidades impostas por FWM às custas do aumento da largura de banda do sistema, que passa a ser o principal fator limitante. Neste contexto, com fibras NZDSF, o esquema com espaçamento uniforme de 25 GHz ressurge como melhor opção de projeto, garantindo boa SNR com níveis satisfatórios de potência de sinal, para até cerca de 35 canais. Para maior número de canais, deve ser considerado o espaçamento não uniforme, com *slot* de 12,5 ou 6,25 GHz, à custa de maior largura de banda do sistema e exigência de filtros ópticos com bandas mais estreitas.

Em muitos dos modernos sistemas, os tradicionais EDFAs vêm sendo substituídos por amplificadores Raman, que têm maior largura de banda, o que beneficia o uso do esquema US, alivia o problema de FWM e melhora a SNR. Pesquisas à respeito das técnicas de alocação US vêm sendo realizadas e aprimoradas ao longo do tempo. Publicações recentes informam sobre novas técnicas que combinam melhoria da SNR com larguras de banda relativamente pequenas, onde algumas destas técnicas são abordadas no Capítulo 4.

4. Novas técnicas de redução de FWM baseadas na alocação de canais

As características de transmissão em sistemas de comunicação óptica WDM com fibras ópticas de baixa dispersão, tais como fibras DSF e NZDSF, são severamente limitadas pela FWM (HILL, 1978; CHRAPLYVY, 1990). Nos últimos anos, várias técnicas de supressão da FWM foram desenvolvidas e aplicadas por diversos pesquisadores, tais como a utilização de multiplexadores e demultiplexadores ópticos com a combinação de linhas de atraso (INOUE, 1993), técnicas híbridas de WDM/TDM (multiplexação por divisão de tempo) (OKADA, 1998), multiplexação por divisão de polarização (SEKINE, 1995), técnicas híbridas de modulação por chaveamento de amplitude (ASK)/modulação por chaveamento de frequência (FSK), utilização de pulsos com “pré-chirp” (*prechirped pulses*) (NEOKOSMIDIS *et al*, 2005) e alocação desigual entre canais (FORGHIERI, 1994), (BOSKOVIC, 1998; SUZUKI *et al*, 1999).

Embora existam diversas técnicas para reduzir a FWM nos sistemas de comunicação óptica, nesta dissertação focamos as características da FWM que estão intimamente relacionadas com a alocação das frequências transmitidas, bem como a análise destas características e os resultados obtidos com a utilização destas técnicas. Conforme abordado nos Capítulos 2 e 3, a alocação ES tem certa quantidade de canais gerados pela FWM coincidentes com os canais injetados na fibra, tendo como resultado a degradação da SNR. Por outro lado, na alocação US observamos que quando a separação de frequências de quaisquer dois canais de um sistema de WDM é diferente de qualquer outro par de canais, nenhum produto de FWM coincide com os canais injetados na fibra. Na alocação US, porém, a largura da banda total ocupada pelo arranjo de canais, aumenta drasticamente com um aumento no número de canais. Assim, torna-se difícil transmitir muitos canais utilizando apenas alocação US, especialmente em sistemas de comunicação óptica dotados de amplificadores ópticos, onde se torna importante alcançar larguras de banda totais tão estreitas quanto possível devido à limitada faixa de frequências de operação dos amplificadores ópticos.

Buscando alternativas às limitações da alocação US, Lee (1998) e Numai (2000) propuseram a repetição de alocação US como alternativa para superar as limitações da alocação ES e US. Quando o número de canais N aumenta, torna-se árdua a tarefa de encontrar uma alocação de

freqüências satisfatória para US bem como alcançar uma estreita largura de banda total B_{US} . A Tabela V exhibe um exemplo de um sistema WDM de 24 canais com alocação uniforme, enquanto a Tabela VI exhibe o exemplo de canais com espaçamento não uniforme.

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8
F_i (GHz)	0	100	200	300	400	500	600	700
Δf_i (GHz)		100	100	100	100	100	100	100
Canal	9	10	11	12	13	14	15	16
F_i (GHz)	800	900	1000	1100	1200	1300	1400	1500
Δf_i (GHz)		100	100	100	100	100	100	100
Canal	17	18	19	20	21	22	23	24
F_i (GHz)	1600	1700	1800	1900	2000	2100	2200	2300
Δf_i (GHz)		100	100	100	100	100	100	100

Tabela V – Canais com espaçamento uniforme

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8
F_i (GHz)	0	50	110	180	260	350	450	560
Δf_i (GHz)		50	60	70	80	90	100	110
Canal	9	10	11	12	13	14	15	16
F_i (GHz)	680	810	950	1100	1260	1430	1610	1800
Δf_i (GHz)		130	140	150	160	170	180	190
Canal	17	18	19	20	21	22	23	24
F_i (GHz)	2000	2210	2430	2660	2900	3150	3410	3680
Δf_i (GHz)		210	220	230	240	250	260	270

Tabela VI – Canais com espaçamento não uniforme

Para analisar o comportamento da FWM em um sistema WDM, com número de canais moderado, em função do esquema de alocação de canais algumas simulações foram realizadas e os resultados são exibidos na figura 4.1, a qual ilustra os canais injetados e os produtos da FWM para os sistemas WDM representados pelas Tabelas V e VI. Para a simulação é considerada uma fibra DSF com as mesmas características descritas pela Tabela II com comprimento de 22,3 Km e potência injetada de 0,7 mW por canal. De modo a ilustrar duas situações distintas – conforme abordado na seção 3.4 – são considerados, separadamente para a alocação US, filtros ópticos de largura de banda de 25 e 50 GHz. Para fins comparativos, adicionalmente é ilustrado um exemplo de alocação US_{OGR} . Todas as simulações realizadas neste capítulo utilizam, para cálculo de $\Delta\beta$, eficiência e potência de FWM, as Equações (2.49), (2.56) e (2.54), respectivamente.

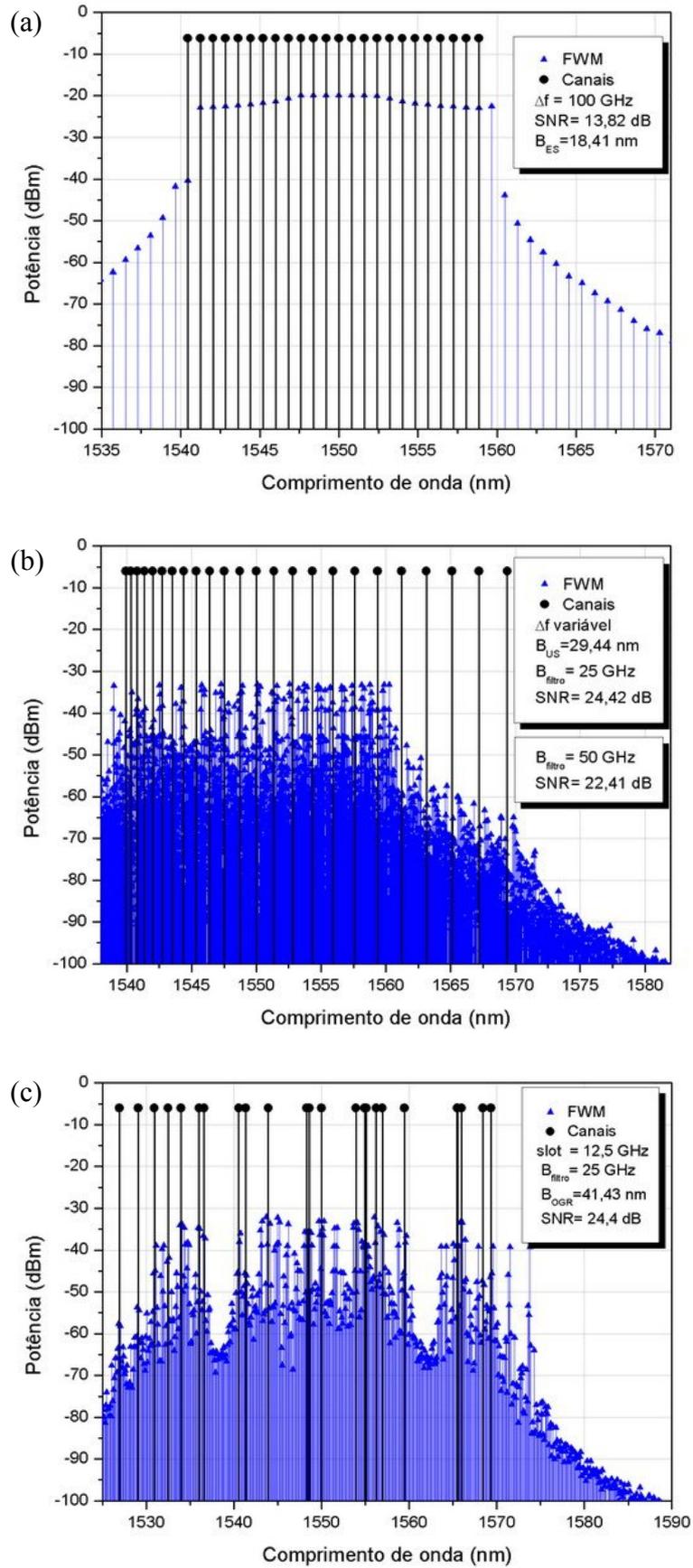


Figura 4.1 – Potência de FWM para um sistema WDM de 24 canais com alocação (a) ES (b) US com filtro óptico de 25 e 50 GHz e (c) US_{OGR} com filtro óptico de 25 GHz.

Conforme pode ser observado na figura 4.1a a alocação ES apresenta largura de banda de 18,41 nm com SNR de 13,82 dB. Embora a largura de banda utilizada esteja dentro da faixa de operação dos EDFAs, a SNR encontra-se muito abaixo do valor mínimo para o funcionamento de um sistema óptico. A reduzida SNR ilustrada pela figura 4.1a é resultado da alocação ES combinada com a proximidade dos canais do zero de dispersão da fibra, conforme análise realizada na seção 3.3.1.

Comparando os resultados obtidos na figura 4.1a com a figura 4.1b, observamos a sensível melhora na SNR como resultado da alteração do esquema de alocação de canais, saltando de 13,82 dB para 24,42 dB e 22,41 dB para os filtros ópticos considerados de 25 e 50 GHz, respectivamente. Embora, para este caso, a influência da largura de banda do filtro óptico na SNR do sistema tenha sido relativamente pequena, outros ambientes simulados onde o número de canais e/ou a potência dos sinais eram elevados mostraram que a criteriosa escolha de filtros ópticos com estreita largura de banda causa melhoria significativa na SNR do sistema.

Notamos, através da figura 4.1c, que embora o resultado obtido com alocação US_{OGR} ilustrado apresente SNR superior aos demais esquemas de alocação, observamos a inviabilidade de sua utilização para o quadro apresentado em função da largura de banda de 41,43 nm, extrapolando a faixa de amplificação dos EDFA's.

Embora a alocação US figure como o esquema de alocação que apresente resultados viáveis para utilização no sistema WDM em questão, este esquema de alocação de canais também possui limitações em relação à largura de banda utilizada de acordo com o aumento do número de canais. Assim, torna-se evidente a necessidade de desenvolvimento e aprimoramento de novas técnicas. Baseados na alocação US, alguns autores têm trabalhado neste sentido, desenvolvendo as técnicas de repetição de espaçamento não uniforme (RUS - *repeated unequally spaced*), repetição uniforme de US (ERUS – *equally repeated US*) e repetição não uniforme de US (URUS – *unequally repeated US*), as quais são abordadas nas seções seguintes.

4.1. Repetição de espaçamento não uniforme - RUS

Os estudos iniciados por Lee (1998) e Numai (2000) apresentam como alternativa a alocação RUS, onde a mesma utiliza a repetição da alocação US como unidade de base, de modo a alocar todos os canais com múltiplas unidades de base conforme ilustra a figura 4.2.

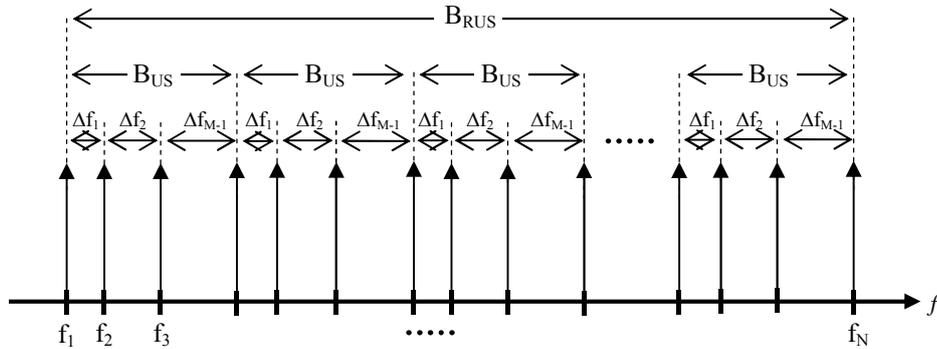


Figura 4.2 – Sistema WDM de N canais com alocação RUS de base M.

A largura de banda total ocupada pelo arranjo de canais com alocação RUS é dada por:

$$B_{RUS} = nB_{BUS} + B_{EX} \quad (4.1)$$

onde n é o número de unidades de base completamente utilizadas, B_{BUS} representa a largura de banda da unidade de base M e B_{EX} a largura de banda dos canais excedentes. Os canais excedentes ocorrem quando o número de canais N não é múltiplo da unidade de base M , resultando na utilização parcial de uma unidade base, conforme ilustra a figura 4.3 para um sistema WDM de $N = 9$ e $M = 4$.

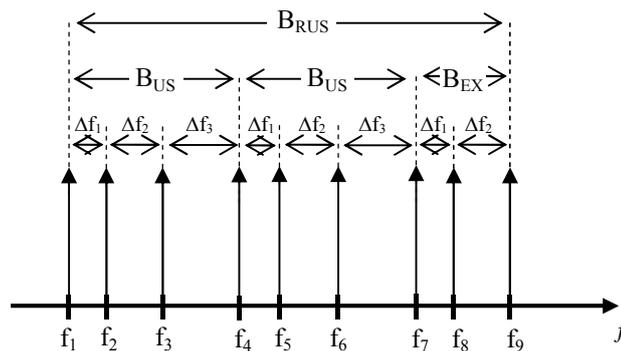


Figura 4.3 – Sistema WDM de 9 canais com alocação RUS de base 4.

Conforme pode ser observado nas figuras 4.2 e 4.3, a máxima frequência de uma determinada unidade de base é a mesma que a frequência mínima da unidade de base seguinte e assim sucessivamente até atingir o número total de canais N . A Tabela VII exibe o exemplo de unidade de base $M = 4$.

Canal	1	2	3	4
F_i (GHz)	0	100	220	360
Δf_i (GHz)	100	120	140	

Tabela VII – Unidade de base $M = 4$

Utilizando os dados da tabela 4.3 e aplicando alocação RUS em um sistema WDM com as mesmas características da figura 4.1, temos a alocação de canais apresentada na Tabela VIII.

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8
F_i (GHz)	0	100	220	360	460	580	720	820
Δf_i (GHz)	100	120	140	100	120	140	100	120
Canal	9	10	11	12	13	14	15	16
F_i (GHz)	940	1080	1180	1300	1440	1540	1660	1800
Δf_i (GHz)	140	100	120	140	100	120	140	100
Canal	17	18	19	20	21	22	23	24
F_i (GHz)	1900	2020	2160	2260	2380	2520	2620	2740
Δf_i (GHz)	120	140	100	120	140	100	120	

Tabela VIII – Canais alocados com RUS

Uma simulação foi realizada para analisar as características resultantes da utilização da alocação RUS, sendo o resultado ilustrado pela figura 4.4. As características da fibra óptica considerada são as mesmas da figura 4.1.

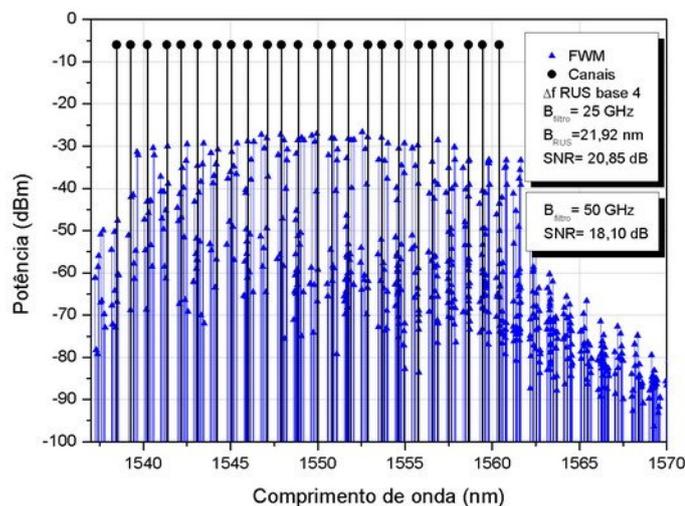


Figura 4.4 – Potência da FWM e SNR para um sistema WDM de 24 canais com alocação RUS de base $M = 4$.

Conforme pode ser observado através das figuras 4.4 e 4.1b, com a utilização da RUS de base 4 a SNR apresenta valores inferiores à SNR da alocação US, entretanto ocorre redução da largura de banda total, B_{RUS} , em relação B_{US} . Para o caso ilustrado, a utilização de RUS reduz a largura de banda utilizada em 25,54% e 52,9% quando comparada, respectivamente, com

US e US_{OGR} . Observamos ainda, para os filtros ópticos considerados, degradação da SNR de 2,5 e 4,31 dB para os filtros de 25 e 50 GHz, respectivamente. Para o caso ilustrado na figura 4.4 notamos, portanto, que a escolha do filtro óptico torna-se fator relevante para manter a SNR dentro de valores aceitáveis. Embora RUS apresente vantagem sobre US e US_{OGR} em relação à largura de banda, esta melhoria é obtida à custa de degradação da SNR.

Embora B_{RUS} também aumente quase linearmente com o número de canais N devido à repetição periódica da base, o primeiro termo da Equação (4.1) é proporcional a $(M - 1)$, onde M é o número de canais da unidade base e o segundo termo, B_{EX} , é menor que a largura de banda da unidade base. Se $N \gg M$, o primeiro termo é dominante na Equação (4.1), conduzindo a $B_{RUS} \approx nB_{US}$.

4.2. Repetição uniforme de US – ERUS

Estudos a respeito da ERUS foram inicialmente realizados por Numai (2000) e recentemente ampliados por Kojima (2006). A técnica proposta consiste em uma modificação da RUS de maneira a introduzir espaçamento constante ($\neq 0$) entre as unidades de base adjacentes, conforme ilustra a figura 4.5.

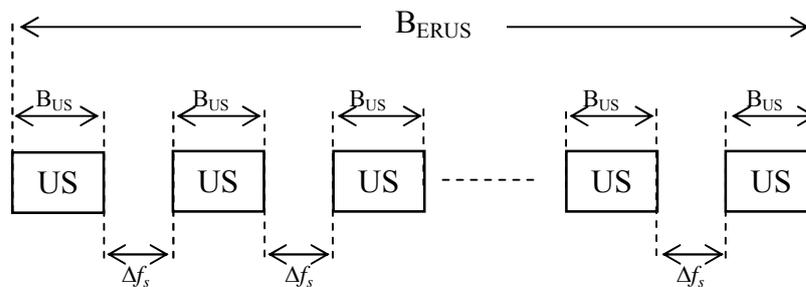


Figura 4.5 – Sistema WDM de N canais com alocação ERUS de base M com espaçamento Δf_s entre unidades base.

Para fazer a largura da banda total tão estreita quanto possível, o espaçamento constante Δf_s deve ser tão pequeno quanto possível mantendo $\Delta f_s \neq \Delta f_i$. Para efeito de exemplo, e da mesma maneira como realizado por (KOJIMA, 2006), adotamos o espaçamento constante $\Delta f_s = 110$ GHz, o qual é ligeiramente maior que o valor mínimo de $\Delta f_i = 100$ GHz e ligeiramente menor que o próximo valor mínimo de $\Delta f_i = 120$ GHz. Para este caso utilizamos a base, $M = 4$, apresentada na tabela VI sendo o resultado final da alocação de canais apresentado pela Tabela IX a seguir.

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8
F _i (GHz)	0	100	220	360	470	570	690	830
Δf _i (GHz)	100	120	140	110	100	120	140	110
Canal	9	10	11	12	13	14	15	16
F _i (GHz)	940	1040	1160	1300	1410	1510	1630	1770
Δf _i (GHz)	100	120	140	110	100	120	140	110
Canal	17	18	19	20	21	22	23	24
F _i (GHz)	1880	1980	2100	2240	2350	2450	2570	2710
Δf _i (GHz)	100	120	140	110	100	120	140	

Tabela IX – Canais alocados com ERUS de base M = 4

Os valores de Δf_i destacados em negrito com sombreamento cinza representam o espaçamento $\Delta f_s = 110$ GHz, resultantes da aplicação de ERUS. Conforme pode ser observado, a primeira unidade de base é composta pelos canais 1 ao canal 4, a segunda unidade de base é composta pelos canais 5 ao canal 8, a terceira unidade de base é composta pelos canais 9 ao canal 12 e assim sucessivamente até atingir o canal 24. Para este exemplo, não existem canais excedentes, logo $B_{EX} = 0$. Sendo ERUS formada quando o número de canais N satisfaz $N \geq 2M$, os produtos da FWM oriundos da utilização de ERUS dependem do número de canais do sistema WDM, N, e do número de canais da unidade de base M. A largura de banda total para ERUS, B_{ERUS} , é dada por

$$B_{ERUS} = nB_{BUS} + (n - 1) \Delta f_s + B_{EX} \quad (4.2)$$

onde n é o número de unidades de base, B_{BDE} é a largura de banda da unidade de base, Δf_s é o espaçamento constante entre unidades de base adjacentes e B_{EX} é a largura de banda dos canais adicionais.

Uma simulação foi realizada para um sistema WDM de 24 canais com as mesmas características da figura 4.1, no entanto utilizando alocação ERUS. Os resultados obtidos são ilustrados através da figura 4.6.

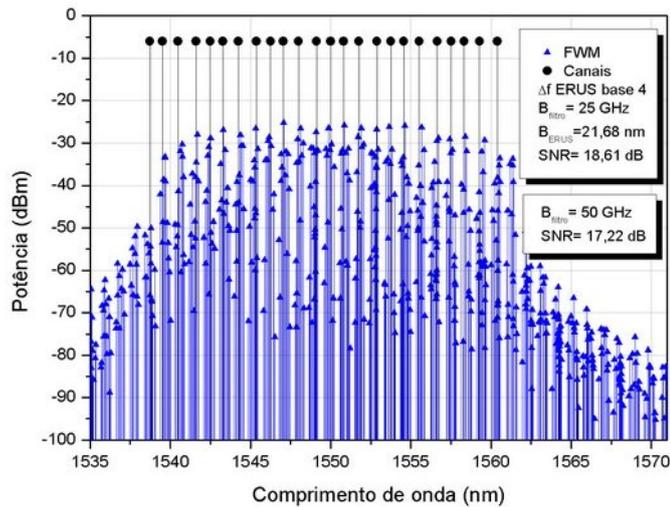


Figura 4.6 – Potência da FWM e SNR para um sistema WDM de 24 canais com alocação ERUS de base $M = 4$.

Conforme pode ser observado comparando as figuras 4.6 e 4.4, constatamos que a utilização de ERUS acarreta em ligeira redução de B_{ERUS} em relação B_{RUS} , quando comparada a RUS de mesma base. Para o caso ilustrado, observamos a pequena diferença de 1,39 dB entre a SNR com utilização de filtros ópticos de 25 e 50 GHz. Uma simulação investigativa demonstrou que a utilização de filtros ópticos de 12,5 GHz elevaria a SNR para cerca de 21 dB, o que reforça o grau de importância da escolha/disponibilidade de filtros ópticos adequados.

4.3. Repetição não uniforme de US – URUS

Em Kojima (2006) adicionalmente à técnica de alocação ERUS, é proposta uma modificação da mesma, onde o espaçamento constante entre as unidades de base é substituído por espaçamentos diferentes, $\Delta f_d = \Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3, \dots$, entre as unidades de base adjacentes em contraste com ERUS, conforme ilustra a figura 4.7.

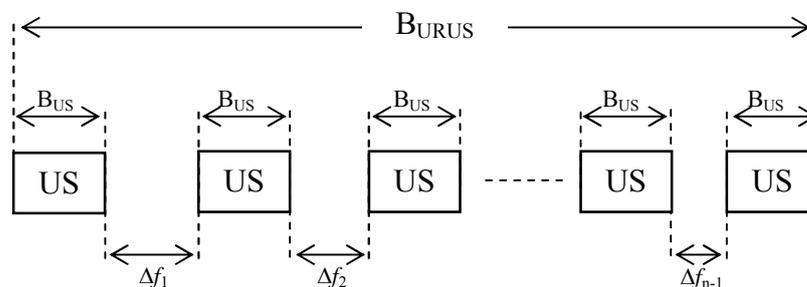


Figura 4.7 – Sistema WDM de N canais com alocação RDE-DE de base M com espaçamento variável entre unidades de base.

Para fazer a largura de banda total tão estreita quanto possível, o espaçamento total Δf_d deve ser tão pequeno quanto possível mantendo $\Delta f_d \neq \Delta f_i$. Assim como Kojima (2006), utilizamos $\Delta f_1 = 115 > \Delta f_2 = 110 > \Delta f_3 = 105 > \Delta f_4 = 95 > \Delta f_5 = 90$ GHz que são diferentes dos valores de

Δf_i . Para efeitos comparativos, utilizamos a base $M = 4$ apresentada na Tabela VI sendo o resultado final da alocação de canais apresentado pela Tabela X a seguir.

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8
F_i (GHz)	0	100	220	360	475	575	695	835
Δf_i (GHz)	100	120	140	115	100	120	140	110
Canal	9	10	11	12	13	14	15	16
F_i (GHz)	945	1045	1165	1305	1410	1510	1630	1770
Δf_i (GHz)	100	120	140	105	100	120	140	95
Canal	17	18	19	20	21	22	23	24
F_i (GHz)	1865	1965	2085	2225	2315	2415	2535	2675
Δf_i (GHz)	100	120	140	90	100	120	140	

Tabela X – Canais alocados com URUS de base $M = 4$

Para este caso, os valores de Δf_i destacados em negrito com sombreamento cinza representam os espaçamentos Δf_1 a Δf_5 , resultantes da aplicação da URUS. A primeira unidade de base é composta pelos canais 1 ao canal 4, a segunda unidade de base é composta pelos canais 5 ao canal 8 e assim, sucessivamente, até atingir o canal 24. Como no exemplo apresentado pela Tabela X, neste caso também não existem canais excedentes e da mesma forma $B_{EX} = 0$. Assim como na alocação ERUS, URUS é formada quando o número de canais N satisfaz $N \geq 2M$, e os produtos da FWM oriundos da utilização de URUS também dependem do número de canais do sistema WDM, N , e do número de canais da unidade de base, M .

Uma simulação foi realizada para um sistema WDM de 24 canais com as mesmas características da figura 4.1 utilizando alocação URUS e os resultados obtidos são ilustrados através da figura 4.8.

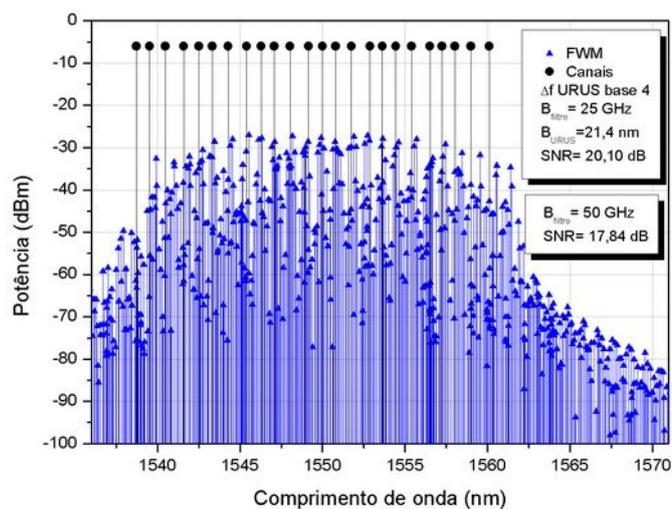


Figura 4.8 – Potência da FWM e SNR para um sistema WDM de 24 canais com alocação URUS de base $M = 4$

Comparando as figuras 4.8 e 4.6 notamos, simultaneamente, aumento da SNR e redução da largura de banda para URUS quando comparada a RUS de mesma base. Assim como em exemplos anteriores, notamos também a influência da escolha da largura de banda do filtro óptico na SNR, onde a mesma sofre variação de 2,26 dB para os filtros ópticos considerados. A largura de banda total para URUS, B_{URUS} , é dada por

$$B_{URUS} = nB_{BUS} + \sum_{d=1}^{n-1} \Delta f_d + B_{EX} \quad (4.3)$$

onde n é o número de unidades de base, B_{BUS} a largura de banda da unidade de base, Δf_d o espaçamento utilizado entre as unidades de base adjacentes e B_{EX} a largura de banda dos canais adicionais.

Os exemplos apresentados pelas figuras 4.4, 4.6 e 4.8 demonstram a estreita relação entre o esquema de alocação de canais, a largura de banda e a SNR de um sistema óptico. À medida que o esquema de alocação de canais é alterado, o número de produtos FWM gerados dentro da largura de banda do filtro óptico considerado sofre alterações, o que acarreta em variações na SNR do sistema. Assim como em ocasiões anteriores, observamos a importância da escolha criteriosa do filtro óptico responsável pela separação dos canais.

4.4. Considerações sobre a influência dos filtros ópticos

Sistemas WDM utilizam uma quantidade de dispositivos ópticos de modo a operar em múltiplas faixas de frequência. Filtros ópticos são utilizados de modo a selecionar determinadas frequências (ou faixas de frequência) em detrimento de outras consideradas indesejadas. Em geral são constituídos de arranjos periódicos de Grades de Bragg, permitindo a seleção (ou supressão) de faixas de frequências de interesse dentro da largura de banda de operação dos mesmos.

Visando analisar a influência do filtro óptico na SNR, a figura 4.9 ilustra graficamente a variação do número de produtos FWM gerados dentro da largura de banda dos filtros ópticos de 50, 25, 12,5 e 6,25 GHz. Consideramos os mesmos dados utilizados para as figuras 4.4, 4.6 e 4.8 bem como seus respectivos esquemas de alocação de canais. Para efeito de comparação também são ilustradas, quando pertinentes, a variação do número de produtos FWM para os esquemas de alocação ES e US_{OGR} . Em ES o espaçamento entre canais utilizado é de

100 GHz e são desconsiderando filtros óticos visto que todos os produtos FWM coincidem com os canais injetados, e para US_{OGR} são considerados filtros óticos de $B_F = 2\Delta f$.

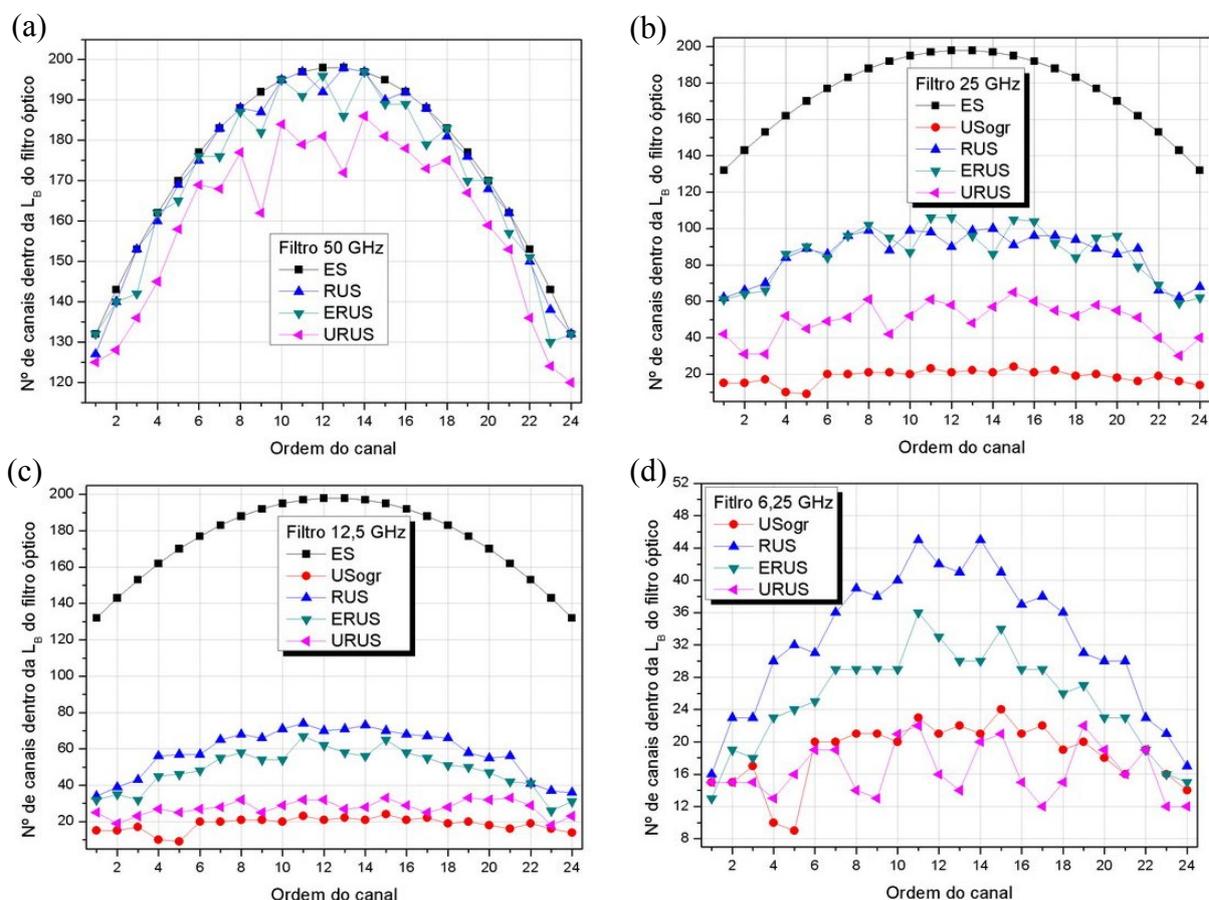


Figura 4.9 – Número de produtos FWM que contribuem para degradação da SNR dentro da largura de banda dos filtros óticos de (a) 50 GHz; (b) 25 GHz; (c) 12,5 GHz e (d) 6,25 GHz.

Observamos através da figura 4.9 que, independentemente do filtro ótico considerado, RUS apresenta o maior número de produtos FWM, URUS apresenta o menor número de produtos e ERUS se mostra com valores intermediários entre RUS e URUS. Notamos, porém, que à medida que a largura de banda do filtro ótico diminui o número de produtos FWM que contribuem para a degradação da SNR também diminui. É interessante observar que filtros óticos com largura de banda de 50 GHz apresentam número de produtos FWM próximos dos valores de ES, enquanto a utilização de filtros de 6,25 GHz reduz estes valores para níveis inferiores a US_{OGR} , como no caso ilustrado para URUS na figura 4.9d. A análise conjunta das figuras 4.4, 4.6, 4.8 e 4.9 permite, de forma resumida, concluir que à medida que a largura de banda dos filtros óticos considerados se torna mais estreita, o número de canais que contribuem efetivamente para a degradação da SNR do sistema ótico é reduzido, e consequentemente eleva a SNR. Análises mais detalhadas do comportamento da SNR em relação aos esquemas de alocação de canais são realizadas na seção seguinte, considerando as fibras SMF, DSF e NZDSF.

4.5. Comparações entre os esquemas de alocação de canais

Visando analisar de forma mais ampla a FWM, são simulados diversos casos a seguir, onde são utilizados os diferentes esquemas de alocação para sistemas WDM de 24 canais. Nestas simulações são consideradas fibras SMF, DSF e NZDSF com as características descritas pela Tabela II e comprimento de 22 Km. Para fins comparativos, adicionalmente são ilustrados os dados dos esquemas de alocação ES e US_{OGR}. Assim como na figura 4.9, para ES é considerado espaçamento entre canais de 100 GHz e não é considerado filtro ótico visto que todos os produtos FWM coincidem com os canais injetados. Em US_{OGR} são considerados filtros óticos de largura de banda $B_F = 12,5$ GHz ($2\Delta f$) e para RUS, ERUS e URUS são considerados filtros de largura de banda de 25 e 12,5 GHz.

Todas as simulações realizadas nesta seção utilizam para cálculo de $\Delta\beta$, eficiência e potência de FWM as Equações (2.49), (2.56) e (2.54), respectivamente. De modo a proporcionar base para comparações, nos sistemas WDM simulados não há alterações nas características dos mesmos, variando apenas o parâmetro em análise. Mantivemos a largura de banda total utilizada pelos esquemas de alocação em torno de 20 nm de modo a possibilitar comparações dentro dos mesmos patamares e avaliar especificamente o esquema de alocação, evitando comparações entre configurações com elevadas diferenças de largura de banda devido à influência do espaçamento entre canais na SNR, conforme abordado na seção 2.4.3. A largura de banda de ES, US_{OGR}, RUS, ERUS e URUS se manteve constante tendo valores de 18,41 nm, 21,44 nm, 21,92 nm, 21,68 nm e 21,4 nm, respectivamente.. Posteriormente a cada caso simulado, segue análise das implicações da utilização de cada esquema de alocação de canais e suas respectivas figuras.

4.5.1. Relação Sinal-ruído e Comprimento de Fibra

Inicialmente, as figuras 4.10 e 4.11 ilustram os resultados das simulações que analisam a variação da SNR em função do comprimento da fibra. Para estas simulações consideramos filtro ótico de 25 e 12,5 GHz, respectivamente, e potência injetada de 1 mW por canal e os esquemas de alocação de canais ES, US_{OGR}, RUS, ERUS e URUS.

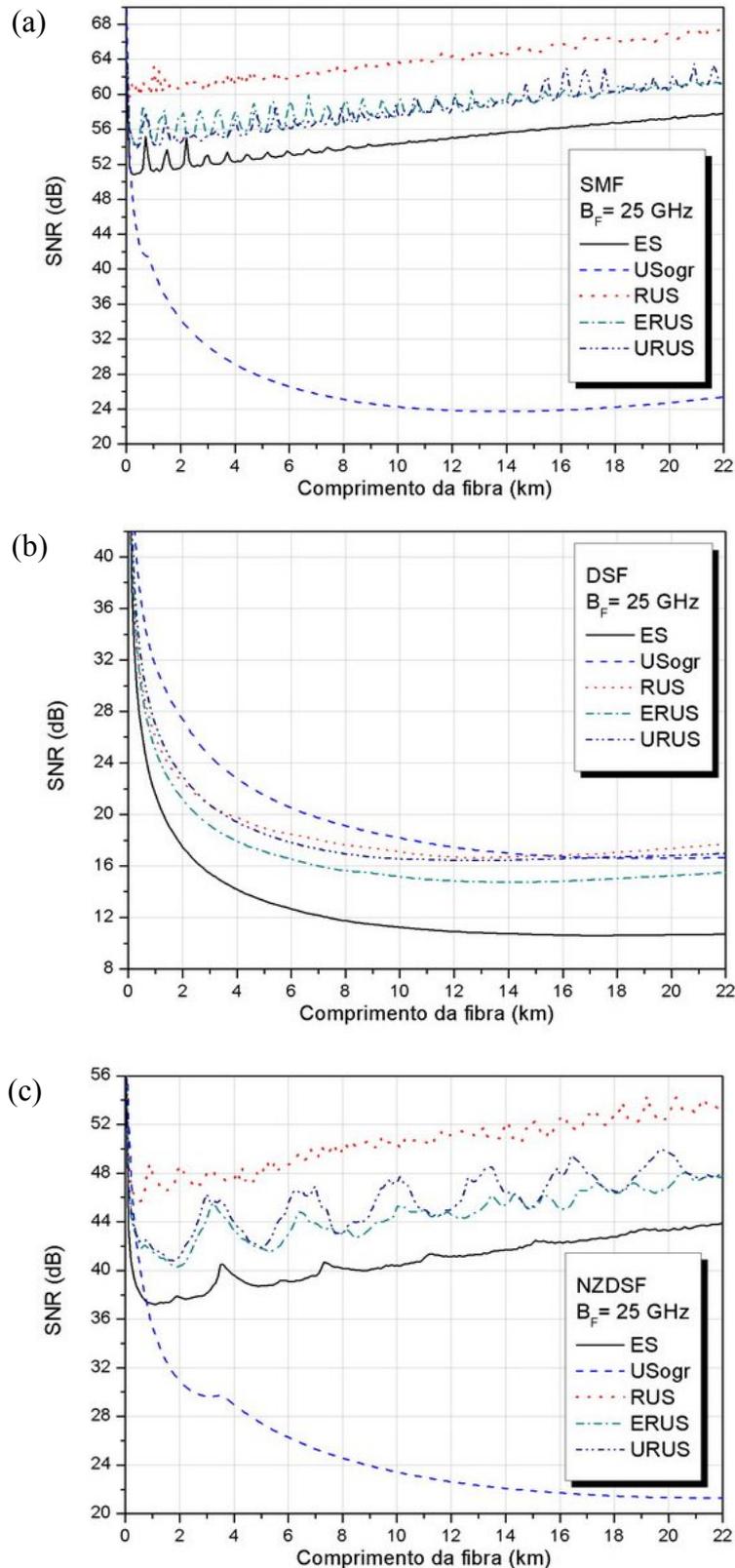


Figura 4.10 – SNR em função do comprimento da fibra e esquemas de alocação de canais em sistema WDM de 24 canais com potência injetada de 1 mW por canal e $B_F = 25$ GHz para fibras (a) SMF, (b) DSF e (c) NZDSF.

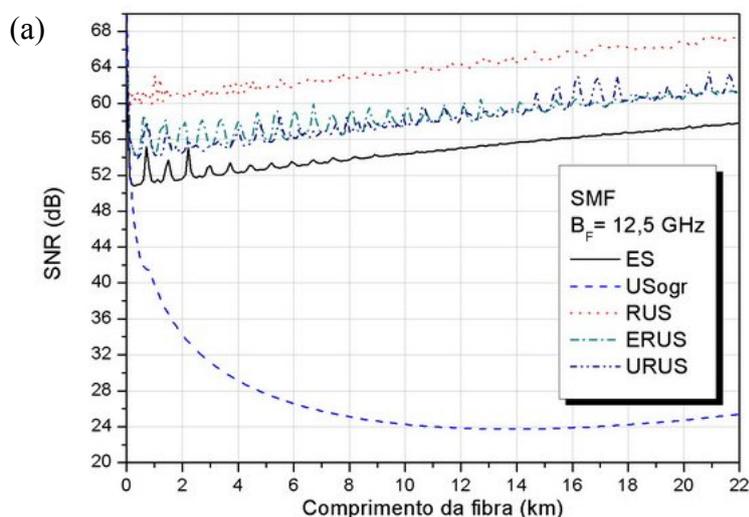
Conforme pode ser observado pelas figuras 4.10a e 4.10c, embora mantenha SNR com valores acima de 20 dB, US_{OGR} apresenta os piores cenários para as fibras SMF e NZDSF

quando comparado a ES, RUS e ERUS. Devido ao fato da SNR do sistema considerar o pior caso encontrado, o comportamento observado para US_{OGR} se deve ao pequeno espaçamento entre os canais 4 e 5, em função do reduzido *slot* utilizado para a OGR (6,25 GHz), conforme OGR-24 na Tabela III, de modo a evitar o aumento proibitivo da largura de banda.

Para o cenário simulado, notamos a inviabilidade da utilização de fibra DSF em conjunto com quaisquer dos esquemas de alocação. A SNR atinge valores proibitivos em função da potência injetada, sendo o pior cenário representado por ES com SNR inferior a 12 dB. Embora abaixo do mínimo aceitável, US_{OGR} , RUS, ERUS e URUS apresentam valores em torno de 17 dB indicando que uma pequena redução nos níveis de potência proporcionaria SNR com valores aceitáveis. Curiosamente notamos, também, um ponto de convergência entre US_{OGR} , RUS, ERUS e URUS em torno de 16,2 km, onde US_{OGR} deixa de apresentar a melhor SNR e RUS então se mostra a melhor opção.

Observamos nas fibras SMF e NZDSF que RUS apresenta resultados superiores a ERUS e URUS proporcionando SNR, em média, entre 4 e 6 dB acima da obtida por estes para as mesmas fibras. Ao mesmo tempo, notamos que RUS, ERUS e URUS exibem SNR com valores superiores a ES em todos os casos simulados, em média, 4 dB acima de ES.

Os casos simulados e ilustrados pela figura 4.10 consideram filtros ópticos de 25 GHz. Com o intuito de investigar o ganho proporcionado pela utilização de filtros ópticos com menor largura de banda, foram realizadas simulações para o mesmo cenário anterior considerando filtros ópticos de $L_B = 12,5$ GHz. Os resultados obtidos são ilustrados pela figura 4.11, a seguir.



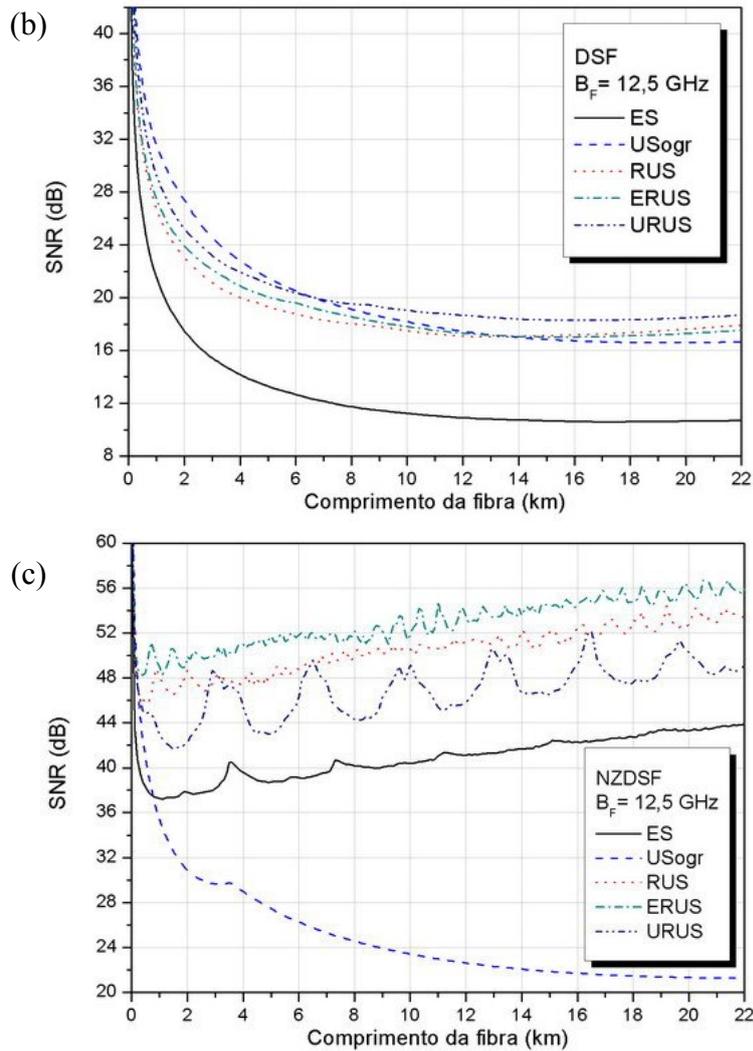


Figura 4.11 – SNR em função do comprimento da fibra e esquemas de alocação de canais em sistema WDM de 24 canais com potência injetada de 1 mW por canal e $B_F = 12,5$ GHz para fibras (a) SMF, (b) DSF e (c) NZDSF.

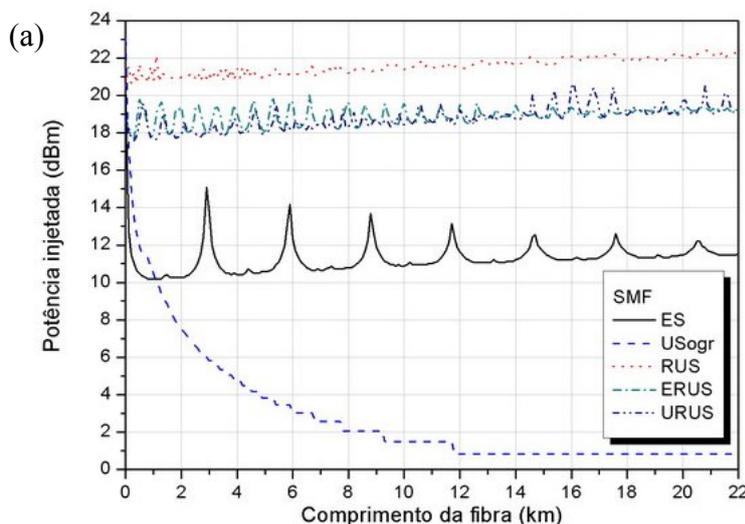
Observamos através da comparação entre as figuras 4.11a e 4.10a que a utilização de filtros ópticos com menor largura de banda não proporciona melhora considerável na SNR para fibras SMF. Embora os casos ilustrados pelas figuras 4.9b e 4.9c exibam redução significativa no número de canais dentro da largura de banda do filtro óptico, esta redução tem limitada influência na SNR devido à dispersão cromática de 17 ps/km-nm da fibra SMF, característica esta que reduz significativamente a eficiência de geração de FWM, conforme abordado na seção 3.3.2. Embora o número de produtos FWM que efetivamente contribuem para a degradação da SNR seja reduzido com a utilização de filtro com menor largura de banda, a potência dos produtos FWM é muito pequena e, para este caso, ainda que numericamente tenha sido observado ligeiro aumento da SNR, graficamente o resultado não apresenta alteração significativa. Comparando as figuras 4.10b e 4.11b notamos que mesmo utilizando filtros ópticos com menor largura de banda, RUS, ERUS e URUS ainda não proporcionam SNR com valores acima de 20 dB. Observamos, porém, que URUS apresenta aumento de

aproximadamente 2 dB, o que reforça a indicação anterior da necessidade de redução da potência injetada para que o cenário simulado apresente SNR dentro de valores aceitáveis.

Através da comparação entre as figuras 4.10c e 4.11c se constata que RUS e URUS não apresentam melhorias significativas, e de fato, para RUS observamos apenas ligeiro incremento numérico na SNR. Uma breve análise das figuras 4.9b e 4.9c nos mostra que, para RUS, a redução do número de produtos FWM dentro da L_B do filtro óptico é pouco significativa, com uma redução média de 33% no número de produtos com a mudança dos filtros ópticos de 25 para 12,5 GHz. Em URUS a redução do número de produtos FWM é, em média, de 43% o que leva a um ligeiro aumento médio da SNR entre 1 e 1,5 dB. Em um caso singular, ERUS apresenta incremento significativo com a utilização de filtros com menor largura de banda, apresentando incremento médio de 8 dB com $B_F = 12,5$ GHz. Esta característica se deve à combinação da redução média de 44,5% no número de produtos FWM associado ao espaçamento médio entre canais ligeiramente maior deste esquema de alocação. Adicionalmente, é possível constatar pelas figuras 4.11 e 4.12 que a redução da largura de banda dos filtros ópticos nem sempre se traduz em ganho significativo na SNR dos sistemas WDM.

4.5.2. Potência Injetada e Comprimento de Fibra

Partindo do mesmo cenário descrito na seção 4.5, foram investigadas as variações da potência injetada em função do comprimento de fibra de modo a garantir uma determinada SNR para sistemas WDM de 24 canais. Foram consideradas as fibras SMF, DSF e NZDSF e filtros ópticos com $B_F = 12,5$ GHz, sendo os resultados ilustrados pela figura 4.12.



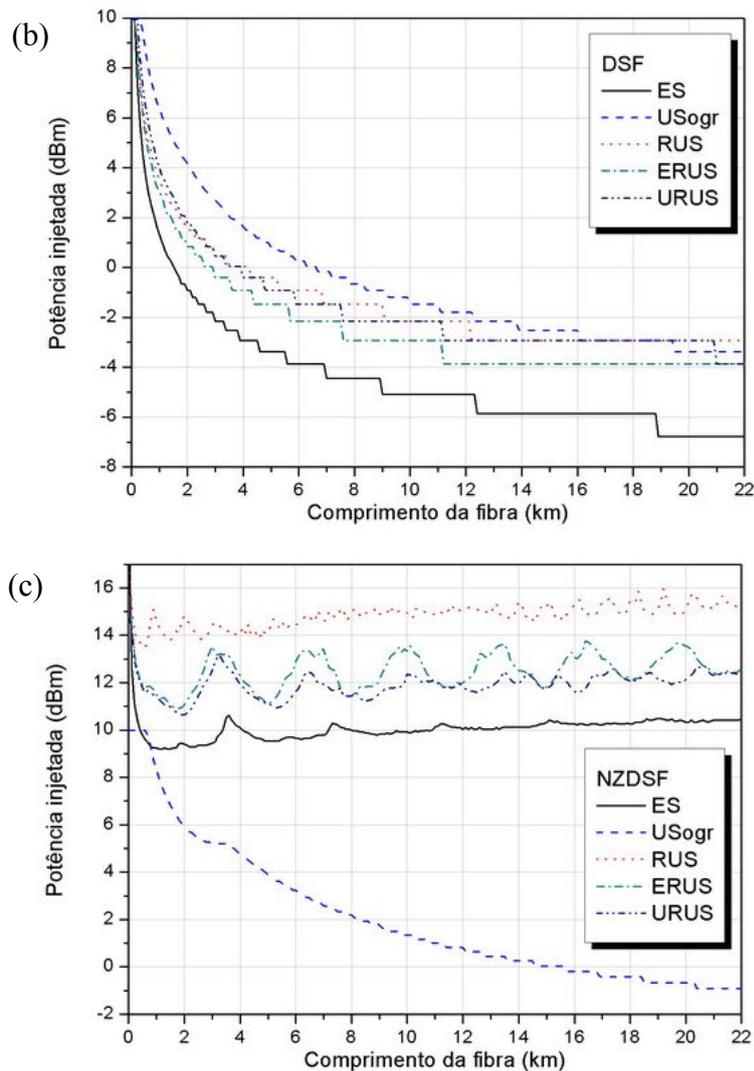


Figura 4.12 – Potência injetada em função do comprimento da fibra e esquemas de alocação de canais para $\text{SNR} \geq 23$ dB em sistema WDM de 24 canais com $B_F = 12,5$ GHz para fibras (a) SMF, (b) DSF e (c) NZDSF.

Na figuras 4.12a e 4.12c referentes às fibras SMF e NZDSF, respectivamente, observamos claramente que o emprego de RUS, ERUS e URUS permite a utilização de maiores níveis de potência injetada, em comparação com os casos ES e US_{OGR} . Tal característica é resultante da redução do número de produtos FWM dentro da largura de banda do filtro óptico proporcionada por estas técnicas de alocação e assegura a utilização de elevados níveis de potência no sistema WDM. Notamos nestas figuras que RUS atinge os melhores resultados, enquanto ERUS e URUS possuem comportamento médio semelhante. A utilização de ES apresenta resultados razoáveis com níveis moderados de potência, entre 10 e 12 dBm, enquanto US_{OGR} permanece restrita a níveis moderados de potência.

Notamos na figura 4.12b, referente à fibra DSF, que embora US_{OGR} se apresente como a técnica de alocação de canais com melhores resultados globais, a partir de 21 km RUS começa a apresentar resultados superiores a US_{OGR} indicando se trata do esquema de alocação recomendado para fibras DSF de comprimento superior a 22 km. Além desta característica é possível constatar e concluir, em conjunto com as figuras 4.10b e 4.11b, que a fibra DSF sofre as maiores penalidades por FWM, sendo o pior caso apresentado com a utilização de ES. Havendo necessidade, melhores níveis de SNR podem ser obtidos com ES e US_{OGR} através do aumento do espaçamento entre canais e slots maiores, respectivamente, às custas de aumento na largura de banda do sistema, por vezes proibitivo.

Observamos para a fibra NZDSF, através da figura 4.12c, que RUS proporciona níveis de potência em torno de 15 dBm, enquanto ERUS e URUS oscilam entre 11 e 13 dBm de acordo com o comprimento da fibra. Para este cenário, ES apresenta resultados satisfatórios com níveis de potência médios em torno de 10 dBm, mostrando-se como uma opção a ser considerada na redução de custos de fontes e filtros ópticos necessários à implementação dos sistemas. Para este caso, ES pode se tornar uma solução economicamente mais viável que US_{OGR} , RUS, ERUS e URUS visto que não caberia a utilização de filtros ópticos para este sistema WDM, onde o mesmo proporciona níveis moderados de potência garantindo SNR maior ou igual a 23 dB.

4.5.3. Máxima Potência Injetada

Complementando as análises anteriores, foram realizadas simulações para investigar a variação da SNR em função da potência injetada em sistemas WDM de 24 canais. NA simulação foram utilizadas fibras SMF, DSF e NZDSF com as características descritas pela Tabela II e comprimento $L = 60$ Km. Novamente, para fins comparativos são ilustrados os dados dos esquemas de alocação ES e US_{OGR} . Para ES é utilizado espaçamento entre canais de 100 GHz e não é considerado filtro ótico, visto que todos os produtos FWM coincidem com os canais injetados. Em US_{OGR} são considerados filtros ópticos de largura de banda $B_F = 12,5$ GHz ($2\Delta f$) e para RUS, ERUS e URUS são considerados filtros de largura de banda de 25 GHz, sendo os resultados obtidos ilustrados pela figura 4.13.

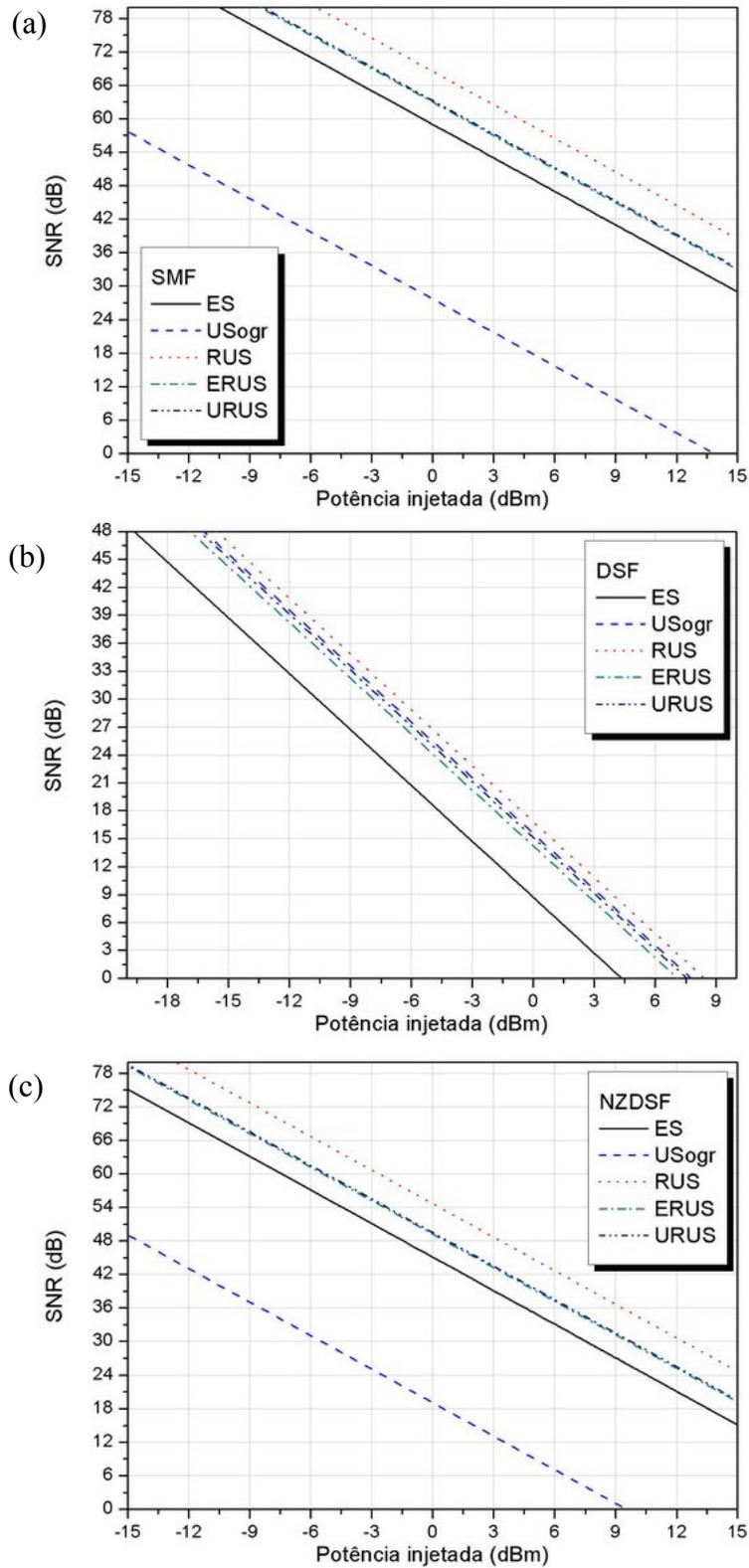


Figura 4.13 – Potência injetada em função do comprimento da fibra e esquemas de alocação de canais para $SNR \geq 23$ dB em sistema WDM de 24 canais com $B_F = 12,5$ GHz para fibras (a) SMF, (b) DSF e (c) NZDSF.

Analisando em conjunto as figuras 4.10a e 4.13a observamos que, embora o comprimento da fibra tenha sido aumentado (fator de 2,73), o cenário apresentado pela fibra SMF para estes casos permanece semelhante com US_{ogr} resultando na menor SNR dentre os esquemas de

alocação de canais, sendo seu emprego pouco recomendável visto que SNRs aceitáveis são obtidas somente com níveis de potência abaixo de 3 dBm. Ao contrário deste, notamos ERUS e URUS com bons resultados (e praticamente idênticos) onde níveis de potência de até 15 dBm por canal podem ser utilizados garantindo SNR superior a 33 dB. RUS apresenta os melhores resultados, onde níveis de potência de até 15 dBm por canal podem ser utilizados garantindo SNR de 3 dB acima de ERUS e URUS. No caso simulado, para ES a SNR do sistema WDM permanece acima de 30 dB com níveis de potência de até 15 dBm por canal e, assim como para outros cenários simulados bem como em concordância com as recomendações do ITU-T, quando do emprego de fibra SMF o esquema de alocação ES apresenta bons resultados podendo ser utilizado garantindo bom compromisso de potência.

No cenário ilustrado pela figura 4.13b para fibra DSF, quando comparado à figura 4.10b observamos a correspondência entre alguns dos esquemas de alocação de canais. Embora sejam necessários níveis de potência abaixo de -3 dBm para garantir SNRs aceitáveis, RUS apresenta o melhor compromisso de potência para o caso simulado. Por sua vez, US_{OGR} apresenta ligeira vantagem sob ERUS e URUS, figurando como opção comparável a RUS apresentando SNRs médias de 1,5 dB inferiores a este para os mesmos níveis de potência. Observamos através da mesma figura que ES apresenta SNR de 3 dB abaixo dos demais, o que permite concluir, em conjunto com outras simulações apresentadas anteriormente, que a utilização de fibras DSF em conjunto com ES e elevado número de canais agrava seriamente as penalidades impostas por FWM, tornando este esquema de alocação de canais o menos indicado para estas fibras em sistemas WDM. Em plena concordância com as recomendações ITU-T, os esquemas de alocação de canais baseados em espaçamento não uniforme proporcionam SNRs superiores sendo a opção mais indicada para estas fibras e, embora não figure como recomendação do ITU-T, para os casos simulados RUS se mostrou como esquema de alocação de canais que apresenta resultados superiores a US_{OGR}.

Os resultados apresentados pela figura 4.13c mostram que US_{OGR} pode ser utilizado caso sejam empregados níveis de potência abaixo de -1 dBm, assim como observado em simulações anteriores. Embora apresente bons resultados quando utilizado em sistemas WDM com até 20 canais e fibras NZDSF, US_{OGR} demonstra-se inviável quando o número de canais excede esse valor. Para manter a largura de banda do sistema dentro da faixa de operação dos EDFAs faz-se necessário utilizar OGR com *slot* de 6,25 GHz, o que acarreta em aumento da eficiência de FWM e conseqüentemente penaliza a SNR do sistema WDM.

Notamos, também, através da figura 4.13c que ERUS e URUS apresentam comportamentos idênticos para o caso simulado, garantindo SNRs superiores a 20 dB com níveis de potência de até 14,5 dBm. Ao mesmo tempo, RUS apresenta SNR superior a 24 dB para níveis de potência de até 15 dBm. Uma breve projeção indica que RUS é capaz de assegurar SNRs superiores a 20 dB com potência injetada de cerca 16,5 dBm por canal, sendo o esquema de alocação de canais que apresenta o melhor compromisso de potência para o caso simulado.

Para o caso simulado, e da mesma maneira que observado para a fibra SMF, o esquema de alocação de canais ES também se mostra uma boa opção para a fibra NZDSF sendo capaz de garantir SNR superior a 20 dB para níveis de potência de até 12 dBm por canal. Notamos, com base nas simulações, que o emprego de ES deve ser avaliado para sistemas WDM com fibras NZDSF com número elevado de canais, visto que este pode em certos casos apresentar melhor viabilidade que os esquemas de alocação US_{OGR} , RUS, ERUS e URUS.

Concluimos através das simulações apresentadas que a escolha do esquema de alocação de canais a ser utilizado em sistemas WDM deve ser criteriosamente avaliada levando-se em consideração o número de canais, o comprimento da fibra, o nível de potência injetada e a SNR mínima necessária para o correto funcionamento do sistema WDM. Ademais, comprovamos que as grades de espaçamento entre canais recomendadas pelo ITU-T proporcionam bons resultados em relação à SNR dos sistemas WDM. Adicionalmente, observamos para as fibras SMF, DSF e NZDSF que a utilização de esquemas de alocação de canais alternativos como RUS, ERUS e URUS – embora não sejam recomendações do ITU-T – proporcionam melhores resultados que os obtidos com as grades recomendadas.

4.6. Aplicações da FWM

Embora a ocorrência de FWM seja indesejada devido às limitações de desempenho causadas aos sistemas de comunicação óptica, algumas aplicações se beneficiam de FWM utilizando-a em alguns casos e aplicações especiais. Embora sejam variadas as aplicações de FWM, foge ao escopo desta dissertação o detalhamento de cada uma delas e, portanto, segue-se apenas um breve comentário sobre as principais aplicações de FWM.

4.6.1. Amplificação paramétrica

Utilizando técnicas para obter casamento de fase, o efeito de FWM pode ser utilizado para amplificação paramétrica, onde se utiliza a co-propagação dos comprimentos de onda de sinal e de bombeio de modo a atingir a condição de casamento de fase. Assim, tanto o sinal injetado como os comprimentos de onda gerados por FWM apresentam ganho pela amplificação paramétrica (AGRAWALL, 2001b) (CALLEGARI, 2004), similarmente ao caso da amplificação Raman.

4.6.2. Conversão de comprimento de onda

De modo resumido, podemos caracterizar a conversão de comprimento de onda como um processo físico no qual uma dada informação, modulada em uma frequência óptica é transferida para outra frequência óptica. Conforme abordado na seção 2.4.1, o fenômeno de FWM torna-se mais eficiente à medida que a condição de casamento de fase é satisfeita e, sob certas condições, pode ser utilizado para a conversão de comprimentos de onda. As novas frequências geradas preservam as informações de amplitude e fase permitindo, inclusive, a conversão simultânea de um conjunto de múltiplas entradas de comprimentos de onda para um outro conjunto de múltiplas saídas de comprimentos de onda, independentemente da taxa de bits (ABBADE, 2001) (ANDRÉ, 2002).

4.6.3. Outras aplicações de FWM

Diversas outras aplicações, tais como a determinação do comprimento de onda de zero de dispersão de fibras ópticas, conjugação de fase, compressão de pulsos e geração de segundo harmônico também fazem uso de FWM. Uma grande diversidade de aplicações de FWM é coberta pela literatura, onde vários autores abordam estes assuntos de forma detalhada, tais como (AGRAWALL, 2001a), (AGRAWALL, 2001b), (ANDRE, 2002), (ABBADE, 2001) (Evans, 2001) dentre outros. Podemos observar e concluir então, não apenas em relação à FWM, que a área de não-linearidades ópticas é vasta e ainda apresenta muitos aspectos e características a serem analisados e explorados.

5. Conclusões

Após a contextualização histórica dos sistemas de comunicação óptica situando o efeito não linear de FWM, apresentamos no Capítulo 2 a fundamentação teórica concernente ao escopo geral desta dissertação. Partindo das equações de Maxwell, introduzimos os conceitos fundamentais relacionados à equação de propagação, situando as não-linearidades da fibra óptica de modo a conduzir ao detalhamento de FWM.

O modelo matemático utilizado, baseado na aproximação de bombeio sem depleção, foi então desenvolvido e detalhado, onde algumas situações e casos representativos foram ilustrados. Comprovamos, através de comparações, que os resultados numéricos obtidos mostraram excelente concordância com outros encontrados na literatura.

O simulador desenvolvido, baseado nas expressões analíticas apresentadas e discutidas no Capítulo 2, possibilitou diversas análises das características das fibras ópticas e o relacionamento destas com a FWM. Diferentes situações de interesse foram investigadas separadamente no Capítulo 3, onde também foram analisadas as recomendações do ITU-T referentes à alocação dos canais. Diversas simulações pertinentes, bem como suas respectivas análises, demonstraram a versatilidade e robustez do simulador desenvolvido frente às técnicas existentes para redução de FWM.

Pesquisas e técnicas recentes para redução de FWM foram apresentadas e diversas simulações e comparações com outros cenários bem como as discussões pertinentes foram realizadas. Ademais, contrastando com as características indesejáveis de FWM, foram abordadas as utilidades deste efeito não-linear para algumas aplicações de FWM.

Embora seja versátil, o simulador WDM desenvolvido sofre de algumas limitações oriundas do modelo matemático empregado, o qual não prevê a influência dos efeitos SBS, SRS e PMD. A aproximação por bombeio sem depleção não faz uso da NLSE e considera somente os produtos da mistura de primeira ordem, ou seja, as interações entre os sinais injetados e os produtos de FWM não são consideradas.

Os resultados obtidos confirmam que as grades de canais com espaçamento uniforme recomendadas pelo ITU-T para fibras SMF e NZDSF proporcionam bons resultados,

mantendo a SNR do sistema WDM com valores muito acima de 20 dB, permitindo níveis de potência superiores a 15 dBm por canal para sistemas com 24 canais e fibras com 60 km de comprimento.

Adicionalmente confirmamos que sistemas WDM que empregam fibras DSF sofrem as maiores penalidades por FWM, tendo seu desempenho seriamente comprometido, principalmente com a utilização de ES. Confirmando a recomendação G.692 do ITU-T para fibras DSF, observamos que os efeitos deletérios da FWM podem ser reduzidos com a utilização de espaçamento não-uniforme, sendo sugerida a utilização de US_{OGR} . Embora não figurem como recomendações do ITU-T, os esquemas de alocação de canais RUS, ERUS e URUS também apresentam resultados satisfatórios para estas fibras, mostrando-se como alternativas viáveis. Concluimos, para estas fibras, que a manutenção de valores aceitáveis para a SNR do sistema depende, fundamentalmente, da potência injetada por canal, onde reduzidos níveis de potência são requeridos para manter a SNR dentro de valores aceitáveis. Adicionalmente, concluimos que o esquema de alocação de canais com espaçamento não uniforme é praticamente mandatário em sistemas empregando fibra DSF. A utilização de ES em conjunto com fibras DSF é viável apenas com separação entre canais superiores a 200 GHz, característica que limita sua aplicação devido à grande largura de banda total do sistema WDM.

Adicionalmente, a análise das técnicas RUS, ERUS, e URUS frente a ES e US_{OGR} permite as seguintes conclusões:

I – ES se mostrou uma boa opção para sistemas WDM que empregam fibras SMF, proporcionando bom compromisso de potência e SNRs com valores elevados, em função da reduzida eficiência de FWM causada pela dispersão cromática destas fibras. Em fibras NZDSF, em algumas simulações ES se mostrou superior a US_{OGR} e como boa opção de projeto para estes casos, pois garante boa SNR com níveis razoáveis de potência e, adicionalmente, possui os benefícios de menor largura de banda e menores custos de fontes e filtros ópticos;

II – US_{OGR} , recomendada pelo ITU-T para fibras DSF, mostrou-se o esquema de alocação de canais que proporcionou as menores penalidades para estas fibras, sendo superado apenas por RUS em casos onde o número de canais torna-se elevado.

Entretanto, sua utilização deve ser criteriosamente avaliada, em função da elevada largura de banda necessária para o emprego da mesma, onde esta pode se tornar restrita a sistemas WDM com moderado número de canais, que em poucos casos excede 20 canais;

III- RUS se mostrou o esquema de alocação de canais que apresentou SNRs com os melhores resultados gerais. Embora também apresente limitações em relação à largura de banda, este esquema de alocação de canais pode ser empregado de modo a alocar um número de canais maior que comportado por US_{OGR} , mantendo a largura de banda do sistema WDM dentro de valores compatíveis com a utilização de EDFAs, estimando-se que o mesmo acomode sistemas WDM com mais de 50 canais mantendo a SNR dentro de valores aceitáveis;

IV – ERUS e URUS mostraram-se como esquemas de alocação de canais que apresentam características e resultados semelhantes. Embora tenham se mostrado inferiores a RUS no quesito SNR, estes esquemas de alocação de canais proporcionam larguras de banda menores que RUS, indicando que, para número elevado de canais, tornam-se boas alternativas para os casos onde RUS não puder ser empregado devido às limitações de largura de banda;

Considerando os resultados das simulações realizadas, concluímos que FWM deve ser cuidadosamente avaliada no projeto e/ou atualização de sistemas ópticos WDM, dado que pode afetar seriamente o desempenho dos mesmos. Adicionalmente, concluímos que os níveis de potência injetada por canal tornam-se fatores fundamentais na geração de FWM, especialmente em fibras DSF, onde a dispersão nula aumenta consideravelmente a eficiência de geração de FWM. As simulações apresentadas pela Figura 4.13 demonstram que pequenas modificações nos níveis de potência injetada causam variações significativas na SNR de sistemas WDM que empregam estas fibras.

Atualmente, em muitos dos modernos sistemas ópticos, os tradicionais EDFAs cedem cada vez mais espaço para os amplificadores Raman, que têm maior largura de banda de operação. Esta característica dos amplificadores Raman beneficia o uso de esquemas de alocação de canais US_{OGR} , bem como permite operar sistemas WDM com ES e espaçamento entre canais acima de 100 GHz, aliviando as penalidades impostas por FWM e contribuindo para a

manutenção de elevada SNR no sistema óptico. Embora esta tendência seja observada, existe uma imensa rede de fibras ópticas já instaladas e em operação que pode se beneficiar do emprego dos esquemas de alocação de canais tratado nesta dissertação, de modo a ampliar suas capacidades sem grandes investimentos em novos equipamentos e/ou fibras.

Dentre os resultados obtidos e apresentados, frutos de inúmeras simulações, destacamos a possibilidade de avaliação da influência isolada (ou conjunta) de diversos parâmetros, tais como o número de canais, dispersão cromática, descasamento de fase, potência injetada, comprimento da fibra bem como as implicações da variação de cada um destes na geração de FWM e conseqüentemente na SNR do sistema WDM. Ademais, concluímos que cada um dos parâmetros acima mencionados pode, isoladamente, comprometer o desempenho dos sistemas WDM. Atingir o equilíbrio entre todos estes parâmetros é uma tarefa árdua, para a qual o simulador desenvolvido mostrou-se de suma importância.

5.1. *Perspectivas futuras*

O conteúdo apresentado por esta dissertação possui uma grande variedade de possibilidades de complementação e continuidade. Sem grandes mudanças estruturais, pode-se, por exemplo, incluir os efeitos de amplificadores ópticos ao longo do enlace WDM de modo a estender a análise de FWM a sistemas ópticos mais complexos. Ademais, o simulador aqui apresentado pode ainda ser integrado a outros softwares já desenvolvidos (GODOY, 2006) de modo a possibilitar análises mais completas e detalhadas, não apenas de FWM, mas da interação desta em conjunto com outras não-linearidades, permitindo assim atingir resultados mais precisos e próximos da realidade.

A realização de simulações numéricas exige considerável esforço computacional. No caso específico de algumas simulações realizadas, a obtenção de alguns resultados por vezes ultrapassou 40 horas de processamento em computadores relativamente atuais. Técnicas de programação paralela (processamento paralelo) podem ser empregadas de modo a otimizar o uso dos recursos computacionais equipados com múltiplos processadores e/ou processadores com múltiplos núcleos, de modo a possibilitar análises detalhadas para sistemas WDM com maior número de canais em intervalos de tempo cada vez menores.

Por fim esperamos que as pesquisas realizadas bem como o simulador desenvolvido tenham contribuído para o estudo dos efeitos não lineares e, adicionalmente, continuem a contribuir tanto para o ensino quanto para a pesquisa das não-linearidades. Esperamos que o simulador possa ser aprimorado futuramente de modo a incluir outras características não previstas até o momento, de modo a fazer parte de um grande “rol de soluções caseiras” que auxiliem no desenvolvimento da ciência e tecnologia no país e, conseqüentemente, no desenvolvimento social.

6. Bibliografia

ABBADE, Marcelo L. F., Contribuição para o Estudo de Não-Linearidades em Fibras Ópticas Monomodo, UNICAMP – Tese de doutorado, Campinas, 2001.

AGRAWAL, G.P., Applications of Nonlinear Fiber Optics - Academic Press, San Diego, N.Y., U.S.A., 2001b.

AGRAWAL, G.P., Fiber-Optic Communications Systems, 3rd, John Wiley & Sons, Inc., Rochester, New York, U.S.A, 2002.

AGRAWAL, G.P., Lightwave Technology Telecommunications Systems, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, U.S.A, 2005.

AGRAWAL, G.P., Nonlinear Fiber Optics - 3rd, Academic Press, San Diego, N.Y., U.S.A., 2001a.

ANDRÉ, Paulo S. B., “Componentes optoelectrónicos para redes fotónicas de alto débito” - Teses de doutorado, Departamento de Física, Universidade de Aveiro, 2002.

ATKINSON, M. D. and Hassenklover, A., "Sets of Integers with Distinct Differences", School of Computer Science, Carlton University, Ottawa Ontario, Canada, Report SCS-TR-63, Agosto de 1984.

ATKINSON, M. D., SANTORO, N. and URUTIA, J., “Integer sets with distinct sums and differences and carrier frequency assignments for nonlinear repeaters”, IEEE Trans. Commun., volume COM-34, pag 614-617, Junho de 1986.

BALANIS, C. A.; “Advanced Engineering Electromagnetics”, John Wiley & Sons, Inc., 1989.

BESPALOV, V. I., TALANOV, V. I., “Filamentary structure of light beams in nonlinear liquids”, JETP Lett., vol. 3, pp. 307-310, 1966.

BOSKOVIC, A., TEN, S. and SILVA, V. L. - “FWM penalty reduction in dense WDM systems through channel detuning,” in Proc. ECOC, 1998, pág. 163-164.

BOYD, R. W., Nonlinear Optics, Academic press, San Diego, CA, 1992.

BUTCHER, P. N.; COTTER, D. N.; *The Elements of Nonlinear Optics*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1991. 358p.

CALLEGARI, F. A. ; BOGGIO, Jose Manuel Chavez; FRAGNITO, Hugo Luis, Spurious Four-Wave Mixing in Two-Pump Fiber Optic Parametric Amplifiers. IEEE Photonics Technology Letters, USA, v. 16, n. 2, p. 434-436, 2004.

CHRAPLYVY, A. R. , “Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities,” J. Lightwave Technol., vol. 8, nº. 10, pag. 1548–1557, Outubro de 1990.

CUBEDDU, R.; POLLONI, R.; SACCHI, C. A.; SVELTO, O.; “Self-Phase Modulation and "Rocking" of Molecules in Trapped Filaments of Light with Picosecond Pulses”. Phys. Ver. , vol A2, n° 10, p.1955-1963 , 1970.

DIAMENT, P.; Wave Transmission and Fiber Optics. Macmillan, New York, 1990.

EVANS, W. *et al.* Modern Nonlinear Optics, Second Edition: Advances in Chemical Physics Part I, II e III, , Volume 119. Series Editors: I. Prigogine and Stuart A. Rice, John Wiley & Sons, Inc. 2001.

FORGHIERI, Fabrizio, TKACH, R. W., CHRAPLYVY, A. R., “WDM systems with Unequally Spaced Channels”, J. Lightwave Technol., vol. 13. N° 5, Maio de 1995

FOWLES, G.R.; “Introduction to Modern Optics”, Second Edition, Dover Publications, New York, 1989.

FRAGNITO, H. L., GROSZ, D. F.; MAZZALI, C., PARADISI, A., “Modulation Instability Induced Resonant Four-Wave-Mixing in WDM Systems”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 11, pp. 379-381, March 1999.

FRANKEN, P. A.; HILL, A. E.; PETERS, C. W.; WEINREICH, G. Phys. Rev. Lett. v. 7, p. 118, 1961.

GODOY, David Santos, “Simulador WDM em fibra óptica dispersiva, não-linear e com perdas”, Dissertação de Mestrado em Engenharia de Telecomunicações, UFF, Niterói-RJ, 2006.

HARBOE, Paula Brandão, “Sistemas solitônicos amplificados: Estudo de viabilidade para aplicação em comunicações ópticas de longa distância e/ou altas taxas de transmissão”, PUC-RJ – Tese de doutorado, Rio de Janeiro, 2000.

HARBOE, P B. and SOUZA, J. R. , “Analysis of Four-Wave Mixing in Optical Fiber Links with Non-Uniform Chromatic Dispersion”, *Microwave and Optical Tech. Letters*, vol. 39, no 2, pp 102-105, October 2003.

HASEGAWA, A., TAPPERT, F., “Transmission of stationary nonlinear optical pulses in dispersive dielectric fibers. Anomalous Dispersion”, Appl. Phys. Lett, vol. 23, pp. 142-144, 1973.

HEATLEY, D. R., “Dynamics of solitons in Nonlinear optical waveguides”, Tese de doutorado, Universidade do Arizona, 1991.

HECHT, J.; “*City of Light*”. Oxford University Press, New York, 1999.

HILL, K. O., Johnson, D.C., Kawasaki, B. S., CW three-wave mixing in single-mode fibers, J. Appl. Phys., vol. 49, outubro de 1978, pag. 5098-5106.

INOUE, K., “Suppression technique for fiber four-wave mixing using optical multi/demultiplexers and a delay line,” Journal of Lightware Technology, v. 11, n°. 3, pag. 455-461, Março de 1993.

INOUE, K., TOBA, H., “Fiber Four-Wave mixing in multi-amplifier system with non uniform chromatic dispersion”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 13, n°. 1, Jan. 1995.

KAMINOW, Ivan P.; LI, Tingye et al., *Optical Fiber Telecommunications IV B - Systems And Impairments*, Academic Press USA, 2002.

KASHIWADA, T., NAKAZATO, K., OHNISHI, M., KANAMORI, H., NISHIMURA, M., “Spectral Gain Behavior of Er-doped Fibre with Extremely High Aluminum Concentration”, *OAA'93*, MA6-1, 1993.

KEISER, G.; “*Optical Fiber Communications*”, *Mcgraw-Hill Higher Education*, 3rd Edition, 2000.

KOJIMA, Shinya and NUMAI, Takahiro, “Theoretical Analysis of Modified Repeated Unequally Spaced Frequency Allocations in FDM Lightwave Transmission Systems”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, N°. 7, pág. 2786- 2797, Julho de 2006.

LAM, A. W. and SARWATE, D. V., "On optimum time-hopping patterns", *IEEE Transactions on Communications*, COM-36(1988), p. 380-382.

LEE, Jae-Seung, LEE, Dong-Ho and PARK, Chang-Soo, “Periodic Allocation of a Set of Unequally Spaced Channels for WDM Systems Adopting Dispersion-Shifted Fibers”, *Photonics Technology Letters*, vol. 10, N°. 6, pag. 825, Junho de 1998.

LEE, Jae-Seung, LEE, S. S., KIM, M. K., PARK, C. S., LEE, D. H. and LEE, S. G. - “Enhancement of power margin and scalability in WDM links adopting dispersion-shifted fibres using periodic-unequally-spaced-channel allocation,” *Electron. Letter*, vol. 35, n°. 14, pág. 1176–1177, Julho de 1999.

MARCUSE, D., CHRAPLYVY, A. R., TKACH, R. W., “Effect of Fiber Nonlinearity on Long-Distance Transmission”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 9. N°. 1, Jan. 1991.

MEADA, M. W., SESS, W. B., WAY, W. I., YI-TAN, A., CURTIS, L., SPICER, R., LAMING, R. I., “The effect of four wave mixing in fibers on optical frequency-division multiplexed systems”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 8, p.1402-1408, 1990.

NEOKOSMIDIS, I., KAMALAKIS, T., CHIPOURAS, A. and SPHICOPOULOS, T. ,“New techniques for the suppression of the four-wave mixing-induced distortion in nonzero dispersion fiber WDM systems,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, n°. 3, pag. 1137–1144, Março de 2005.

NESSET, D., KELLY, T., MARCENAC, D., “All-optical wavelength conversion using SOA nonlinearities,” *IEEE Commun. Mag.*, pp. 56–61, Dezembro de 1998.

NUMAI, T., KUBOTA, O., “Analysis of Repeated Unequally Spaced Channels for FDM Lightwave Systems”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 18. N°. 5, Maio de 2000.

ODA, K., TOBA, H., NOSU, K., “Long Term Laboratory Test of a Fully-Engineered 128 Channel Optical FDM Distribution System”, in *ECOC'93, paper TuP4.3*, pp. 117-120,1993.

OKADA, A. , CURRI, V. , GEMELOS, S. M. and KAZOVSKY, L. G. - "Reduction of four-wave mixing crosstalk using a novel hybrid WDM/TDM technique," in Proc. ECOC, 1998, pag. 289–290.

PAPADIMITRIOU, C. H.; STEIGLITZ, K., "Combinatorial optimization: Algorithms and complexity", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1982.

SEKINE, K. , SASAKI, S. and Kikuchi, N. - "10 Gb/s four-channel wavelength and polarization-division multiplexing transmission over 340 km with 0.5 nm channel spacing", Electron. Lett., vol. 31, n°. 1, pag. 49–50, Janeiro de 1995.

SHIBATA, N., BRAUN, R.P., WAARTS, R.G., "Phase-mismatch dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode optical fiber," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-23, no 7, pp. 1205-1210, Jul. 1987.

SHTAIF, M., EISELT, M., "Analysis Of Intensity Interference Caused By Cross-Phase Modulation In Dispersive Optical Fibers", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, n.7, pp. 979-981, Jul. 1998.

SISAKYAN, I. N.; SHVARTSBURG, A. B.; "Nonlinear waves in fiber-optics information systems", Sov. J. Quantum Electron. Vol. 27, n.07, pp.540-541; 1984.

SONG S., ALLEN, C.T., Demarest, K.R., R. Hui, "Intensity-dependent phase-matching effects on four wave mixing in optical fibers" J. Lightwave Technol., vol. 17, no 11, pp. 2285-2290, Nov. 1999.

STOLEN, R.H *et al*, "Phase-matched three-wave mixing in silica fiber optical waveguides", Appl. Phys. Lett, Vol. 24, pag. 308-310, Abril de 1974.

STOLEN, R. H., BJORKHOLM, J. E. , IEEE J. Quantum Electron. QE-18, 1062; 1982.

SUZUKI, H., OHTERU, S. and TAKACHIO, "22 x 10 Gb/s WDM transmission based on extended method of unequally spaced channel allocation around the zero-dispersion wavelength region," IEEE Photon. Technol. Letter, vol. 11, n°. 12, pp. 1677–1679, Dezembro de 1999.

SUZUKI, H., OHTERU, S. and TAKACHIO, N., "22 X 10 Gb/s WDM Transmission Based on Extended Method of Unequally Spaced Channel Allocation Around the Zero-Dispersion Wavelength Region", Photonics Technology Letters, vol. 11, N°. 12, pag. 1677, Dezembro de 1999.

TKACH, R. W., CHRAPLYVY, A. R., FORGHIERI, Fabrizio, GNAUCK, A. H., DEROSIER, R. M., "Four-Photon Mixing and High-speed WDM Systems", J. Lightwave Technol., vol. 13. N°. 5, Maio 1995.

ZEILER, W., Modelling of four wave mixing in optical multi wavelength transmissions systems using dispersion management, University College London, Londres, novembro 1995.

OHARA, T. et al, "Over -1000-Channel Ultradense WDM Transmission with Supercontinuum Multicarrier Source", J. Lightwave Tech., vol. 24, no 6, pp. 2311-2317, June 2006.