

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**INFLUÊNCIA DA MODULAÇÃO CRUZADA DE FASE
EM ALGORITMOS PARA CAC/RWA DINÂMICO**

UBIRATAN DE SOUZA PASSOS FILHO

**VITÓRIA – ES
Dezembro/2007**

UBIRATAN DE SOUZA PASSOS FILHO

**INFLUÊNCIA DA MODULAÇÃO CRUZADA DE FASE
EM ALGORITMOS PARA CAC/RWA DINÂMICO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Automação.

VITÓRIA – ES
Dezembro/2007

UBIRATAN DE SOUZA PASSOS FILHO

**INFLUÊNCIA DA MODULAÇÃO CRUZADA DE FASE
EM ALGORITMOS PARA CAC/RWA DINÂMICO**

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. Moisés Renato Nunes Ribeiro
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador

Prof. Dr. Adolfo da Visitação Tregeira
Cartaxo
Instituto Superior Técnico de Lisboa
Co-orientador

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira
Segatto, Ph. D.
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

Prof. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho
Universidade Federal de Pernambuco
Examinador

Vitória - ES, 20 de Dezembro, 2007

Dedicatória

Aos meus familiares e à Deus.

Agradecimentos

Agradeço ao meu professor orientador Moisés Renato Nunes Ribeiro pelo incentivo, confiança e pelas inúmeras idéias e discussões que possibilitaram a realização deste trabalho.

Aos amigos do Labetel e da UFES Célio, Daniel, Diego, Fiorotti, Gabriel, Jair, Leal, Leandro, Márcia, Perrê, Romildo, Sérgio, Shirley e Wenderson pelo compartilhamento de informações e momentos de descontração.

Aos amigos Alexandre, Aref, Daniel, Joathas, Maranhão e Thiago.

À Marcela pela companhia, atenção e carinho nas horas mais difíceis.

À CAPES pelo suporte financeiro.

Aos meus pais Ubiratan de Souza Passos e Maria da Penha Dellacqua Passos e minhas irmãs Elane Dellacqua Passos e Meili Dellacqua Passos;

À Deus pela perseverança.

Lista de figuras

| | |
|--|----|
| Fig. 1.1 - Rede Totalmente Óptica com OXC sem capacidade de conversão de comprimento de onda | 17 |
| Fig. 2.1 - Dispersão sofrida por um pulso à saída da fibra | 24 |
| Fig. 2.2 - Curva de atenuação (dB/km) x Comprimento de onda (nm), e Curva de Dispersão ($ps/nm-km$) x Comprimento de onda para as fibras SMF, DS (<i>Dispersion Shifted</i>), NZDS+ (<i>Non-Zero Dispersion Shifted</i>) e NZDS-..... | 25 |
| Fig. 2.3 - Exemplos de Diagramas de Olho..... | 36 |
| Fig. 3.1 - Potência Instantânea [W] à entrada da fibra x Tempo [s]; Traço descontínuo representa uma seqüência binária enviada pelo canal de bombeio; Traço contínuo representa o canal sonda CW..... | 38 |
| Fig. 3.2 - Potência Instantânea [W] à saída da fibra x Tempo [s]; Traço descontínuo representa o canal de bombeio; Traço contínuo representa o canal sonda..... | 38 |
| Fig. 3.3 - Modelo linear equivalente da propagação na fibra sob o efeito de XPM | 41 |
| Fig. 3.4 - Modelo linear utilizado para a obtenção da Função de Transferência..... | 42 |
| Fig. 3.5 - Índice de IM Normalizada, em decibels, por freqüência de modulação para diferentes separações entre canais. Fibra SSMF com $\lambda_1 = 1550 nm$, $D_1 = 17 ps/(nm.km)$, $\gamma_1 = 1,18 W^{-1}km^{-1}$, $\alpha = 0,21 dB/km$, e $L = 80 km$ | 45 |
| Fig. 3.6 - Sistema de transmissão multi-enlaces com compensação de dispersão | 48 |
| Fig. 3.7 - Diagrama de blocos representando esquematicamente um enlace de transmissão | 49 |
| Fig. 3.8 - Dependência da variância normalizada com a potência média de entrada do canal sonda para um valor fixo de potência média de entrada do canal de bombeio de $8 dBm$ | 57 |
| Fig. 3.9 - Dependência de σ_n^2 por D_u , para diferentes valores de D_{res} ; $\Delta\lambda = 0.8 nm$; $\bar{P}_b(0) = 6 dBm$ e $\bar{P}_s(0) = 0 dBm$ | 58 |
| Fig. 4.1 - Configuração do sistema WDM com um enlace | 61 |
| Fig. 4.2 - Comparação do diagrama de olho entre a entrada e a saída para um sistema WDM com 5 canais, $10 dBm$ de potência por canal, $10 Gb/s$ e $50 km$ de fibra;(a) Espaçamento entre canais de $50 GHz$ e (b) Espaçamento entre canais de $100 GHz$ | 62 |
| Fig. 4.3 - Regiões a serem consideradas para a determinação do Fator canais | 63 |
| Fig. 4.4 - Custo x Penalidade para um único enlace a $10 Gb/s$; (a) Espaçamento entre canais de $50 GHz$ e $10 dBm$ de potência por canal; (b) Espaçamento entre canais de $100 GHz$ e potência de $10 dBm$ por canal; (c) Espaçamento entre canais de $200 GHz$ e potência por | |

| | |
|---|----|
| canal de 10 <i>dBm</i> ; (d) Espaçamento entre canais de 50 <i>GHz</i> e potência por canal de 7 <i>dBm</i> ; e (e) Espaçamento entre canais de 50 <i>GHz</i> e potência por canal de 0 <i>dBm</i> | 68 |
| Fig. 4.5 - Custo x Penalidade multi-enlaces para múltiplos enlaces a 10 <i>Gb/s</i> ; (a) Espaçamento entre canais de 50 <i>GHz</i> com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 2 enlaces; (b) Espaçamento entre canais de 100 <i>GHz</i> com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 2 enlaces; (c) Espaçamento entre canais de 50 <i>GHz</i> com potência por canal de 0 <i>dBm</i> e 2 enlaces; (d) Espaçamento entre canais de 50 <i>GHz</i> com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 4 enlaces; e (e) Espaçamento entre canais de 100 <i>GHz</i> com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 4 enlaces | 71 |
| Fig. 4.6 - Processo de acúmulo de custo em <i>H</i> saltos | 71 |
| Fig. 4.7 - Gráfico de Dispersão de Penalidade por multi-enlaces (P_{ms}) x Penalidade por acúmulo de custo (P_{ca}); (a) Espaçamento entre canais de 50 <i>GHz</i> com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 2 enlaces; (b) Espaçamento entre canais de 100 <i>GHz</i> com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 2 enlaces; (c) Espaçamento entre canais de 50 <i>GHz</i> com potência por canal de 0 <i>dBm</i> e 2 enlaces; (d) Espaçamento entre canais de 50 <i>GHz</i> com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 4 enlaces; e (e) Espaçamento entre canais de 100 <i>GHz</i> com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 4 enlaces;..... | 74 |
| Fig. 4.8 - Custo x Penalidade (<i>dB</i>) para um enlace com compensação de dispersa;(a) para o caso de 10 <i>dBm</i> de potência por canal e 50 <i>GHz</i> de espaçamento; (b) para 10 <i>dBm</i> de potência por canal e 100 <i>GHz</i> de espaçamento | 75 |
| Fig. 5.1 - Fluxograma do Algoritmo RWA considerando a camada física | 80 |
| Fig. 5.2 - Topologia de Rede: (a) Americana com 14 nós; (b) Anel com 9 nós; e (c) Quadrada com 9 nós..... | 80 |
| Fig. 5.3 - Probabilidade de Bloqueio x Tráfego Total da Rede em <i>Erlangs</i> para diversas topologias, diferentes potências por canal e espaçamento | 83 |
| Fig. 6.1 - Sistema multi-enlaces com 2 canais compartilhando todo o caminho óptico | 85 |
| Fig. 6.2 - Rede WDM para exemplificar as contribuições de enlaces sem a presença de canais de bombeio | 87 |
| Fig. 6.3 - Rede WDM com canais compartilhando enlaces não consecutivos..... | 90 |
| Fig. 6.4 - Penalidade em <i>dB</i> (<i>OFF-LINE</i>) x Variância Normalizada (<i>ON-LINE</i>) ilustrando os patamares de GVD esperados para o caso de redes sem compensação de dispersão e tendências de distribuição dos pontos à medida que o XPM torna-se dominante..... | 91 |

| | |
|---|-----|
| Fig. 6.5 - Penalidade em <i>dB</i> (<i>OFF-LINE</i>) x Variância Normalizada (<i>ON-LINE</i>) para redes com potência por canal de 0 <i>dBm</i> e 50 <i>GHz</i> de espaçamento entre canais; (a) Topologia Americana com 30 <i>km/enlace</i> ; (b) Topologia em Anel com 20 <i>km/enlace</i> | 94 |
| Fig. 6.6 - Penalidade em <i>dB</i> (<i>OFF-LINE</i>) x Variância Normalizada (<i>ON-LINE</i>) para redes com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 100 <i>GHz</i> de espaçamento entre canais; (a) Topologia Quadrada com 30 <i>km/enlace</i> ; (b) Topologia Americana com 20 <i>km/enlace</i> | 95 |
| Fig. 6.7 - Penalidade em <i>dB</i> (<i>OFF-LINE</i>) x Variância Normalizada (<i>ON-LINE</i>) para redes com potência por canal de 10 <i>dBm</i> e 50 <i>GHz</i> de espaçamento entre canais; (a) Topologia Americana com 20 <i>km/enlace</i> ; (b) Topologia em Anel com 10 <i>km/enlace</i> ; (c) Topologia Quadrada com 30 <i>km/enlace</i> | 97 |
| Fig. 7.1 - Probabilidade de Bloqueio (%) x <i>Erlangs</i> para diferentes topologias com QoS de 3 <i>dB</i> ; (a) Anel; (b) Quadrada; e (c) Americana | 103 |
| Fig. 7.2 - Probabilidade de Bloqueio (%) x <i>Erlangs</i> para diferentes topologias; (a) Anel; (b) Quadrada; e (c) Americana..... | 105 |
| Fig. 7.3 - Número de Conexões x Variância normalizada para redes em Anel; (a) Algoritmo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 50 <i>GHz</i> ; (b) Algoritmo Cego com atribuição <i>first-fit</i> supervisionado pelo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 50 <i>GHz</i> ; (c) Algoritmo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 100 <i>GHz</i> ; (d) Algoritmo Cego com atribuição <i>first-fit</i> supervisionado pelo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 100 <i>GHz</i> | 106 |
| Fig. 7.4 - Número de Conexões x Variância normalizada para Topologia Quadrada; (a) Algoritmo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 50 <i>GHz</i> ; (b) Algoritmo Cego com atribuição <i>first-fit</i> supervisionado pelo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 50 <i>GHz</i> ; (c) Algoritmo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 100 <i>GHz</i> ; (d) Algoritmo Cego com atribuição <i>first-fit</i> supervisionado pelo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 100 <i>GHz</i> | 107 |
| Fig. 7.5 - Número de Conexões x Variância normalizada para Topologia Americana; (a) Algoritmo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 50 <i>GHz</i> ; (b) Algoritmo Cego com atribuição <i>first-fit</i> supervisionado pelo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 50 <i>GHz</i> ; (c) Algoritmo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 100 <i>GHz</i> ; (d) Algoritmo Cego com atribuição <i>first-fit</i> supervisionado pelo <i>on-line</i> com 10 <i>dBm</i> 100 <i>GHz</i> | 108 |

Lista de tabela

| | |
|---|-----|
| Tabela 3.1 - Tabela contendo os parâmetros das fibras de transmissão e compensadoras | 56 |
| Tabela 4.1 - Pesos Relativos ao Espaçamento entre os canais | 64 |
| Tabela 4.2 - Pesos Relativos à Potência dos canais | 64 |
| Tabela 4.3 - Pesos relativos ao comprimento da fibra | 64 |
| Tabela 4.4 - Pesos relativos à taxa de transmissão | 64 |
| Tabela 4.5 - Pesos relativos à ocupação dos canais vizinhos | 65 |
| Tabela 6.1 - Tabela contendo as penalidades obtidas por dispersão após percorrida uma certa distância | 92 |
| Tabela 7.1 - Parâmetros das fibras SSMF e DCF utilizadas nos enlaces das redes simuladas | 101 |

Simbologia

ATM – *Asynchronous Transfer Mode*
BER – *Bit Error Rate*
CAC – *Controle de Admissão de Conexão*
CW – *Continuous Wave*
DCF – *Dispersion Compensating Fiber*
DS – *Dispersion Shifted*
EDFA – *Erbium-Doped Fiber Amplifier*
FWM – *Four Wave Mixing*
GVD – *Group Velocity Dispersion*
IM – *Intensity Modulation*
IM-DD – *Intensity Modulation - Direct Detection*
IM-IM – *Intensity Modulation to Intensity Modulation*
IM-PM – *Intensity Modulation to Phase Modulation*
IP – *Internet Protocol*
ISI – *Inter-Symbol Interference*
NLSE – *NonLinear Schrödinger Equation*
NZDS = *Non-Zero Dispersion Shifted*
O-E-O – *Óptico-Eletrônico-Óptico*
OXC – *Optical Cross-Connect*
PM – *Phase Modulation*
PMD – *Polarization-Mode Dispersion*
PM-IM – *Phase Modulation to Intensity Modulation*
PM-PM – *Phase Modulation to Phase Modulation*
QoS – *Quality of Service*
RDSI – *Rede Digital de Serviços Integrados*
RWA – *Routing and Wavelength Assignment*
SBS – *Stimulated Brillouin Scattering*
SDH – *Synchronous Digital Hierarchy*
SNR – *Signal to Noise Ratio*
SONET – *Synchronous Optical Networks*
SPM – *Self-Phase Modulation*

SRS – *Stimulated Raman Scattering*
SSF – *Split-Step Fourier*
SSMF – *Standard Single Mode Fiber*
TDM – *Time-Division Multiplexing*
TF – *Transmission Fiber*
XPM – *Cross-Phase Modulation*
WDM – *Wavelength-Division Multiplexing*

SUMÁRIO

| | |
|--|-------------|
| DEDICATÓRIA | I |
| AGRADECIMENTOS | II |
| LISTA DE FIGURAS | III |
| LISTA DE TABELA | VI |
| SIMBOLOGIA | VII |
| SUMÁRIO | IX |
| RESUMO | XII |
| ABSTRACT | XIII |
| 1 INTRODUÇÃO | 14 |
| 1.1 Contextualização | 14 |
| 1.2 Motivação | 20 |
| 1.3 Metodologia | 22 |
| 2 DEGRADAÇÕES DA CAMADA FÍSICA | 23 |
| 2.1 Dispersão | 24 |
| 2.1.1 Dispersão de Velocidade de Grupo | 25 |
| 2.1.2 Dispersão de Alta Ordem..... | 28 |
| 2.1.3 Compensação de Dispersão..... | 28 |
| 2.2 Auto-Modulação de Fase..... | 29 |
| 2.3 Modulação Cruzada de Fase | 30 |
| 2.4 Equação Não-Linear de Schrödinger | 32 |
| 2.5 Diagrama de Olho e Penalidade de Potência | 35 |
| 3 ANÁLISE DE XPM PELO MÉTODO BOMBEIO-SONDA | 37 |
| 3.1 Introdução | 37 |
| 3.2 Análise de Pequenos Sinais | 40 |
| 3.2.1 Interação GVD-XPM sobre o Canal Sonda | 40 |
| 3.2.2 Interação XPM-GVD-SPM sobre o Canal Sonda | 46 |
| 3.3 Determinação da Função de Transferência em Multi-enlaces..... | 47 |
| 3.3.1 Determinação da Matriz de Transferência do Canal Sonda..... | 51 |
| 3.3.2 Determinação do Vetor Referente à XPM | 53 |
| 3.3.3 Determinação da Matriz de Transferência dos Canais de Bombeio..... | 54 |
| 3.4 Determinação da Variância Normalizada..... | 55 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 3.5 | Sumário | 58 |
| 4 | PROPOSTA DE FUNÇÃO CUSTO PARA LIMITAÇÕES DA CAMADA FÍSICA | 60 |
| 4.1 | Metodologia para Determinação de Funções Custos | 60 |
| 4.2 | Sistema sem Compensação de Dispersão | 61 |
| 4.2.1 | Enlace Único | 66 |
| 4.2.2 | Multi-Enlaces | 68 |
| 4.2.3 | Custo Acumulado e Penalidade Fim-a-Fim em Redes Construídas com Enlaces Únicos | 71 |
| 4.3 | Sistemas com Compensação de Dispersão | 74 |
| 4.4 | Sumário | 76 |
| 5 | CAC/RWA BASEADO EM FUNÇÃO CUSTO <i>OFF-LINE</i> | 77 |
| 5.1 | Introdução | 77 |
| 5.2 | Descrição do Algoritmo <i>OFF-LINE</i> de CAC/RWA | 77 |
| 5.3 | Topologias Físicas | 80 |
| 5.4 | Resultados | 81 |
| 5.5 | Sumário | 84 |
| 6 | AVALIAÇÃO DO CAC/RWA <i>OFF-LINE</i> VIA BOMBEIO-SONDA <i>ON-LINE</i> | 85 |
| 6.1 | Generalização do Cálculo da Variância Normalizada em Redes | 85 |
| 6.1.1 | Variância Normalizada por Enlace | 86 |
| 6.2 | Supervisão <i>ON-LINE</i> via Variância Normalizada | 89 |
| 6.2.1 | Metodologia de Comparação | 90 |
| 6.3 | Resultados | 93 |
| 6.4 | Sumário | 98 |
| 7 | CAC/WA BASEADO NO MODELO BOMBEIO-SONDA <i>ON-LINE</i> | 99 |
| 7.1 | Descrição do Algoritmo <i>ON-LINE</i> de CAC/WA | 99 |
| 7.2 | Resultados | 101 |
| 7.3 | Sumário | 109 |
| 8 | CONCLUSÃO | 110 |
| 8.1 | Conclusões do trabalho | 110 |
| 8.2 | Sugestões para Trabalhos Futuros | 111 |
| | APÊNDICE A | 113 |
| | APÊNDICE B | 116 |

| | |
|--|------------|
| APÊNDICE C..... | 118 |
| <i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i> | 120 |

Resumo

As restrições da Qualidade de Serviço Óptica (OQoS – *Optical Quality of Service*) em redes ópticas transparentes estão aqui endereçadas por meio de funções custos empíricas e por acúmulo de interferência a partir de um método analítico baseado no modelo bombeio-sonda. As funções empíricas consideram o efeito conjunto da dispersão de velocidade de grupo (GVD – *Group Velocity Dispersion*) e efeitos não-lineares de Auto-Modulação de Fase (SPM – *Self-Phase Modulation*) e Modulação Cruzada de Fase (XPM – *Cross-Phase Modulation*). Essas funções são obtidas por tendências observadas em exaustivas simulações realizadas sobre sistemas com um único enlace e com multi-enlaces. Essa aproximação é utilizada para demonstrar um algoritmo simples de Controle de Admissão de Conexão (CAC – *Connection Admission Control*) integrado ao algoritmo de atribuição e roteamento de comprimento de onda (RWA – *Routing and Wavelength Assignment*) em provisionamento de caminhos ópticos dinâmicos em redes sem compensação de dispersão. O método analítico baseado no modelo bombeio-sonda (capaz apenas de avaliar o efeito do XPM) é inicialmente utilizado para avaliar o modelo baseado em custos calculados de maneira *off-line*. Entretanto, um CAC-WA é proposto baseando-se nos cálculos *on-line* realizados pelo método bombeio-sonda sobre redes com compensação de dispersão. Comparando-se o desempenho com algoritmos clássicos de WA que não levam em consideração a camada física, os limites de OQoS são alcançados pelo CAC-WA com um modesto aumento da probabilidade de bloqueio.

Abstract

The constraints of Optical Quality of Service (OQoS) in transparent optical networks are herein addressed through empirical cost functions and from an analytical method based on pump-probe model to calculate the impairments caused by Cross-Phase Modulation (XPM). The joint effect of group velocity dispersion (GVD) and nonlinear effects, like Cross-Phase Modulation (XPM) and Self-Phase Modulation (SPM), are considered through extensive numerical simulation in single and multi-span systems. A representative cost function is then found to encompass the physical impairments of a given link utilization (i.e., launched power, wavelength grid, number of active channels, etc). Finally, this link-based approach is used to demonstrate the simplification of the algorithms for Connection Admission Control (CAC) integrated to the algorithm of Routing and Wavelength Assignment (RWA) in dynamic lightpath provisioning with end-to-end optical QoS constraints at admission. The analytical model is used both to assess the approximated solution and to propose a CAC-WA based on *on-line* computation of XPM interference in networks built with dispersion compensated links. Comparisons with classical physical layer unaware WA are provided in order to show that the OQoS targets can be met with very limited increase in blocking probability.

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Um sistema de comunicação transmite informação de um local para outro, estejam estes separados por poucos quilômetros ou por distâncias enormes. A informação é freqüentemente conduzida por uma onda eletromagnética, cuja freqüência pode variar de alguns megahertz a centenas de terahertz. Os sistemas de comunicação ópticos utilizam altas freqüências na onda portadora para conduzir a informação. As fibras ópticas foram difundidas mundialmente durante a década de 1980 e revolucionaram as comunicações, proporcionando o surgimento da “Era da Informação” [1].

O conceito de Rede Digital de Serviços Integrados (RDSI) de banda larga requer sistemas de comunicações de alta taxa de bits capazes de conduzir serviços múltiplos tais como telefonia, dados de computador e múltiplos canais de vídeo. Somente sistemas ópticos são capazes de atender tais quesitos de distribuição de banda larga.

O crescimento explosivo da Internet e de aplicações que utilizam uma intensa largura de banda como demanda de vídeo (selecionar um vídeo localizado em um *site* remoto e assisti-lo *on-line*) e conferências (as quais requerem conexões de banda larga entre os usuários e garantia de nível de QoS) requerem uma demanda contínua por redes de alta capacidade a custos baixos. Isso pode ser realizável com a ajuda de redes ópticas, uma vez que as fibras ópticas propiciam um excelente meio para transferir uma enorme quantidade de dados (aproximadamente 50 terabits por segundo). Além de fornecer uma enorme largura de banda, fibras ópticas apresentam taxas de erro de bits extremamente baixas, baixa atenuação de sinal, baixa potência requerida para transmissão, pequeno espaço físico requerido e são imunes às interferências. Neste contexto, as redes ópticas surgem como solução para atender estes novos serviços da Internet [2].

As redes ópticas podem ser divididas em duas gerações. Na primeira, as fibras ópticas são usadas para transmissão de dados somente por proporcionarem uma grande largura de banda e uma baixa taxa de erro de bits. Tanto a comutação quanto outras funções inteligentes da rede são realizadas eletronicamente. As redes SONET (*Synchronous Optical NETWORK*) e SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*) são exemplos de redes ópticas de primeira geração ainda muito utilizadas. A comutação e o roteamento são feitos de forma convencional

usando o processamento eletrônico, e isso é uma limitação uma vez que a fibra óptica possui banda passante da ordem de terabits por segundo (Tb/s) enquanto o processamento eletrônico atinge apenas algumas dezenas de gigabits por segundo (Gb/s). A segunda geração de redes ópticas está em desenvolvimento. Nesta nova geração, funções inteligentes da rede, como a comutação e o roteamento são transportadas para a camada óptica com o objetivo de evitar a conversão do sinal óptico em um sinal eletrônico e com isso eliminar o gargalo de processamento eletrônico [3].

As redes ópticas baseadas em comprimento de onda único, como o *Synchronous Optical NETWORKS* (SONET), não puderam suportar o crescimento exponencial de tráfego de usuários de Internet, apesar da enorme largura de banda oferecida pelas fibras. Uma das preocupações primárias da comunicação por fibras ópticas é a capacidade de transmissão que ela pode alcançar. A capacidade de transmissão depende das características temporais e espectrais dos sinais ópticos, cujas aplicações conduzem a multiplexação por divisão no tempo (*Time-Division Multiplexing* - TDM) ou multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength-Division Multiplexing* - WDM).

As capacidades das técnicas de TDM e WDM são limitadas devido às características físicas inerentes às fibras. Em sistemas TDM, por exemplo, é conhecido que a dispersão cromática e a dispersão por modo de polarização (*Polarization-Mode Dispersion* - PMD) são os principais responsáveis pela limitação da capacidade de transmissão. Em sistemas WDM, são os efeitos não-lineares que podem se tornar fatores degenerativos, limitando, assim, o desempenho da transmissão óptica numa fibra.

Teoricamente, a fibra possui uma largura de banda extremamente larga, em torno de 25 THz, na janela de 1,55 μm (comprimento de onda). Contudo, somente velocidades de dezenas de Gb/s são aplicadas porque a taxa por comprimento de onda é limitada pela eletrônica. Por isso, é extremamente difícil explorar toda a enorme largura de banda oferecida pela fibra usando um único comprimento de onda (canal) de alta capacidade devido ao gargalo da eletrônica. As recentes descobertas (Tb/s) são resultados de dois desenvolvimentos: WDM, que é um método de enviar vários sinais simultaneamente em uma fibra, onde cada canal é transmitido em um comprimento de onda distinto; e o *Erbium-Doped Fiber Amplifier* (EDFA), o qual amplifica sinais de diferentes comprimentos de onda simultaneamente independente dos seus esquemas de modulação e velocidade de transmissão [2].

O WDM é uma técnica que permite a transmissão de vários sinais ao mesmo tempo, através da utilização da fibra óptica, multiplexando sinais na entrada desta fibra e transmitindo estes sinais simultaneamente em comprimentos de onda distintos. Na recepção, estes sinais são demultiplexados e transformados para o seu estado inicial [4]. Um dos pontos chave da multiplexação por divisão de comprimento de onda é a sua flexibilidade. Um comprimento de onda pode transportar tráfegos com características variadas, a diferentes taxas de transmissão e que utilizam diferentes protocolos da camada de enlace. Ao multiplexar vários comprimentos de onda em uma única fibra, atinge-se taxas da ordem de *Tb/s*. Entretanto, para que toda a capacidade da técnica de WDM possa ser aproveitada, é necessário eliminar a conversão Óptico-Eletrônico-Óptico (O-E-O) dos comutadores ópticos, uma vez que o processamento eletrônico não atinge esta velocidade. Surge, então, a necessidade do desenvolvimento de redes totalmente ópticas [3].

Os nós que constituem uma rede óptica são chamados de comutadores OXC (*Optical Cross-Connect*). Nas redes de primeira geração, os comutadores OXC são dispositivos eletrônicos com interfaces ópticas e são chamados de conversores O-E-O. Assim sendo, um sinal óptico que chega a um conversor O-E-O é transformado para um sinal eletrônico, processado e, em seguida, convertido novamente a um sinal óptico para ser transmitido. Tal procedimento é o gargalo para o transporte de dados a altas taxas, possibilitado pela técnica de WDM. Para que a largura de banda oferecida pelas redes WDM possa ser usada de forma eficiente são necessárias técnicas de transporte de dados totalmente ópticas incluindo a comutação óptica [3].

A comutação óptica elimina a conversão O-E-O dos comutadores OXC. Tanto o conjunto de portas quanto a matriz de comutação, que são os elementos que compõem um comutador OXC, passam a ser elementos ópticos. Dessa forma, uma rede óptica transporta os sinais ópticos do nó emissor ao nó receptor totalmente no domínio óptico. Consequentemente, os nós do núcleo de uma rede totalmente óptica não têm acesso aos dados transportados pelos sinais ópticos. As únicas tarefas desses nós são a comutação e, se necessária, a amplificação óptica dos sinais. Por isso, as redes totalmente ópticas também são chamadas de redes transparentes [3]. A Fig. 1.1 mostra uma rede totalmente óptica WDM com comutadores OXC sem capacidade de conversão de comprimentos de onda, assim como componentes ópticos de adição e remoção de comprimentos de onda (OADM – *Optical Add-Drop Multiplexer*) [5].

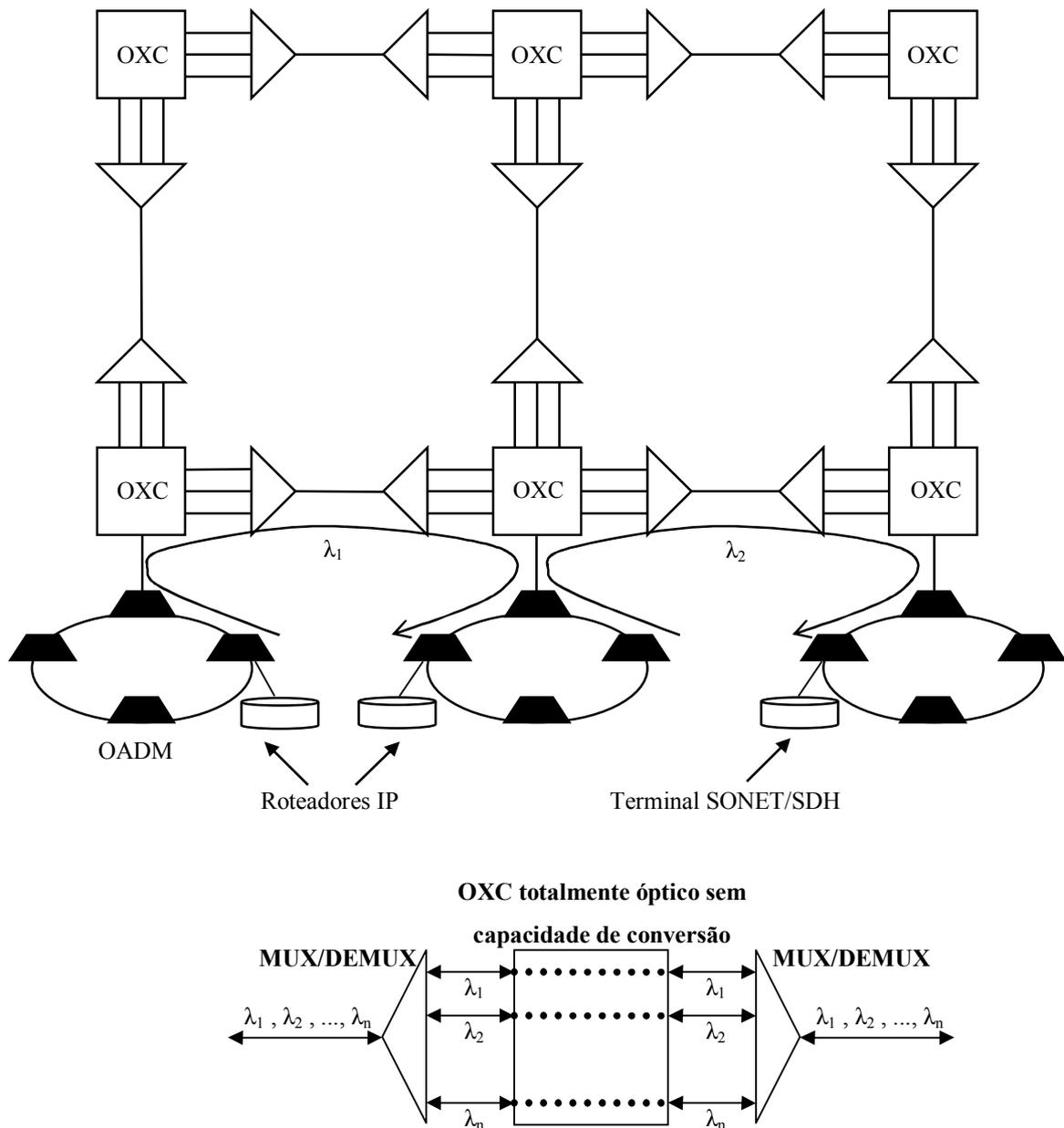


Fig. 1.1 - Rede Totalmente Óptica com OXC sem capacidade de conversão de comprimento de onda

Para que ocorra a transmissão dos dados entre os nós de fonte e destino, é necessário estabelecer um caminho óptico entre o nó de origem e o nó de destino. O comprimento de onda associado a um caminho óptico pode ser o mesmo em todos os enlaces ao longo da rota entre os nós de origem e destino ou pode variar, de acordo com a capacidade de conversão dos nós. Se o comprimento de onda atribuído a um caminho óptico é o mesmo em todos os enlaces ao longo de toda a conexão, diz-se que a rota satisfaz a propriedade de continuidade de comprimento de onda e a rede óptica opera sob o princípio do *Wavelength Continuity*

Constraint [3][6]. Em redes totalmente ópticas, para se manter a propriedade de continuidade de comprimento de onda, o comutador só pode comutar o sinal de entrada para a saída que possui o mesmo comprimento de onda. Assim, a probabilidade de se conseguir comutar o sinal de entrada diminui, pois aumenta a probabilidade de encontrar ocupada a saída com este mesmo comprimento de onda, também conhecida como probabilidade de bloqueio [3].

Para estabelecer um canal óptico o nó de origem envia uma mensagem de controle na direção do nó de destino e espera pela confirmação do estabelecimento do canal antes de iniciar a transmissão de dados. O estabelecimento do canal óptico é feito em duas etapas em cada comutador OXC do caminho entre o nó de origem e o nó de destino. Na primeira etapa, determinam-se os enlaces do caminho entre os nós de origem e destino através de um protocolo de roteamento qualquer. Em seguida, associa-se um comprimento de onda ao canal em cada enlace do caminho. O conjunto desses dois procedimentos é denominado roteamento e atribuição de comprimento de onda (*Routing and Wavelength Assignment – RWA*). Após o estabelecimento do canal óptico, a banda passante do canal é reservada até que a liberação dos comprimentos de onda associados seja sinalizada. O encaminhamento dos dados em uma rede de comutação de comprimentos de onda é feito de acordo com o caminho e o comprimento de onda associado a cada enlace do caminho [3].

O algoritmo RWA é necessário para gerenciar eficientemente os recursos da rede WDM, mais explicitamente os enlaces, os comprimentos de onda e a capacidade de chaveamento do nó, de tal forma a otimizar vários critérios de desempenho como a redução da probabilidade de bloqueio [4].

Em se tratando de roteamento, ele pode ser de dois tipos: estático ou dinâmico. Para pequenas redes, o roteamento estático é usado, ou seja, os datagramas contendo as informações sempre se propagam pelo mesmo caminho/rota para alcançarem o seu destino. Porém, na Internet ou em redes maiores o roteamento dinâmico se faz necessário, já que os roteadores podem mudar as rotas a qualquer momento desde que percebam a existência de melhores caminhos para alcançar um determinado destino.

No caso de demanda de tráfego dinâmico, as conexões requisitadas à rede surgem de forma randômica. As soluções para o problema do RWA dinâmico devem ser computacionalmente simples, já que a requisição deve ser processada em tempo real. Quando surge uma nova requisição, a rota e o comprimento de onda devem ser alocados de tal forma que seja maximizado o número de requisições atendidas. Em geral, os algoritmos de

roteamento dinâmicos acarretam em maiores probabilidades de bloqueio que os algoritmos estáticos [4].

Numa rede óptica WDM, um mecanismo de controle é necessário para atender aos pedidos de conexões. À medida que as requisições chegam, esse mecanismo deve ser capaz de selecionar uma rota, atribuir um comprimento de onda à conexão e reservar os recursos da rede. Esse mecanismo de controle deve também ser capaz de informar quais comprimentos de onda estão sendo utilizados em cada enlace, de maneira que os nós da rede possam estar informados para tomarem decisões de roteamento [7]. Esse controle pode ser centralizado ou distribuído. Sistemas distribuídos são usualmente mais robustos que os sistemas centralizados, logo são mais utilizados. Os objetivos desses mecanismos de controle são o de minimizar a probabilidade de bloqueio dos pedidos de conexão, o atraso das conexões e a largura de banda usada para mensagens de controle, assim como o de maximizar a escalabilidade das redes [8].

Em conjunto com o algoritmo de roteamento atua o Controle de Admissão de Conexões (CAC) que nada mais é do que o conjunto de ações tomadas para determinar se uma conexão pode ser aceita ou deve ser rejeitada. A conexão é aceita se a rede possuir recursos suficientes para fornecer os requisitos de QoS óptico da conexão sem afetar a QoS fornecida às conexões já ativas na rede.

Em redes ópticas roteadas por comprimentos de onda, um novo pedido de conexão pode ser admitido se um caminho óptico entre os nós de origem e destino ao longo da rede for estabelecido. Muitos estudos prévios concentram esforços na atribuição de caminhos ópticos com algoritmos de RWA assumindo uma camada física ideal, i.e., sem degradações. Deve-se notar, contudo, que a qualidade do sinal se degrada devido às imperfeições da camada física, em particular, da fibra. Como resultado, a taxa de erro de bit (*Bit-Error Rate* – BER) à saída do receptor de um caminho óptico pode se tornar inaceitavelmente alta [9]. Uma solução seria estabelecer apenas as conexões com patamares de BER menores que um certo valor limite, por exemplo 10^{-12} , que é muito usual em comunicações ópticas [8] [10].

Os efeitos não-lineares Espalhamento Raman Estimulado (*Stimulated Raman Scattering* – SRS), Espalhamento Brillouin Estimulado (*Stimulated Brillouin Scattering* – SBS), Auto-Modulação de Fase (*Self-Phase Modulation* – SPM), Modulação Cruzada de Fase (*Cross-Phase Modulation* – XPM) e Mistura de Quatro Ondas (*Four-Wave Mixing* – FWM) podem potencialmente limitar o desempenho dos sistemas de comunicação WDM. O SRS é causado pela interação do sinal óptico com moléculas da sílica na fibra. Essa interação pode levar a transferência de potência dos canais que utilizam comprimentos de onda baixos

para os que utilizam comprimentos de onda altos. SBS é causado por interação entre o sinal óptico e ondas acústicas na fibra. Essa interação pode fazer com que a potência do sinal óptico seja espalhada no sentido contrário ao de propagação. SPM, XPM e FWM são causados porque, na fibra óptica, o índice de refração depende da intensidade óptica dos sinais propagantes na fibra. SPM é causada pela variação na potência de um sinal óptico e resulta em variações na fase do próprio sinal. Por meio da dispersão da fibra, mudanças de fase são transformadas em distorção de sinal. Em contraste, XPM ocorre devido à mudança na intensidade do sinal propagante em um comprimento de onda diferente. FWM ocorre quando dois ou mais sinais ópticos se misturam de tal forma que eles produzem novas frequências ópticas chamadas de bandas laterais (*sidebands*), as quais podem causar interferência se eles se sobrepuserem com frequências usadas para transmissão de dados. As não-linearidades citadas podem ser controladas por escolha cuidadosa de potência do canal e espaçamento entre canais [2].

1.2 Motivação

As tecnologias de redes têm evoluído muito rápido tanto nos aspectos de capacidade de transmissão como no que diz respeito à confiabilidade, distâncias alcançadas, métodos de compartilhamento do meio e tipos de aplicações suportadas. Todo esse desenvolvimento é impulsionado devido à evolução dos meios físicos, em particular das fibras ópticas, do aprimoramento de técnicas de transmissão, da integração crescente de recursos multimídia às aplicações e do desenvolvimento da microeletrônica [4].

Dentre as tecnologias ópticas, a de maior destaque é a multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* – WDM), devido à sua alta capacidade de transporte de dados. Além da demanda por banda passante, as novas aplicações também são sensíveis a parâmetros de qualidade de serviço (*Quality of Service* – QoS) como perda de dados e o atraso. O serviço de melhor esforço oferecido pelo protocolo IP (*Internet Protocol*) não é capaz de garantir a qualidade requerida por estas aplicações emergentes. Portanto, é necessário desenvolver redes multiserviços, o que torna o suporte à qualidade de serviço um fator essencial em redes ópticas [3].

O WDM não é somente prático, mas também um método mais econômico que o TDM em se tratando de capacidade. Entretanto, a implementação de enlaces longos sem regeneração do sinal e utilizando WDM podem ser limitados não só por interferências

causadas por filtragem imperfeita dos canais nos dispositivos de comutação e recepção do sinal, mas também pelo surgimento de não-linearidades nas fibras ópticas.

O índice de refração da sílica dependente da intensidade proporciona o aparecimento de três efeitos não-lineares [1][11][12]: Auto-Modulação de Fase (*Self-Phase Modulation - SPM*) onde variações temporais do sinal de potência geram modulação de fase do sinal e leva ao espalhamento do espectro; Modulação Cruzada de Fase (*Cross-Phase Modulation - XPM*), a qual variações de intensidade num canal propagante na fibra modulam a fase de todos os outros canais co-propagantes; e Mistura de Quatro Ondas (*Four Wave Mixing - FWM*) onde o feixe entre dois canais com frequências distintas modulam o sinal de fase nessa frequência [13]. Percebe-se, então, que a interação entre sinais ópticos co-propagantes e o meio de transmissão pode levar à interferência, distorção ou excesso de atenuação nos sinais ópticos.

Um dos desafios de confrontar redes roteadas por comprimentos de onda sob tráfego dinâmico é a complexidade de desenvolver algoritmos eficientes para estabelecer caminhos ópticos. Esses algoritmos devem ser capazes de selecionar rotas e atribuir comprimentos de onda de forma que se minimizem as taxas de bloqueio e utilize os recursos da rede eficientemente [14]. O bloqueio ocorre quando a rede não pode reservar os recursos requisitados para servir a um determinado pedido de conexão.

A XPM resulta do acoplamento não-linear entre diferentes canais num sistema WDM. Este efeito aumenta fortemente com a diminuição do espaçamento entre canais e depende do esquema de compensação de dispersão [13]. Já que a tendência dos novos sistemas WDM é de reduzir o espaçamento entre canais e compensar a dispersão para aumentar o diâmetro da rede, apresentam-se assim as condições para que a XPM passe a ter um papel preponderante no desempenho de tais sistemas. Por isso, neste trabalho se analisa o efeito de XPM em sistemas WDM com múltiplos segmentos de fibras ópticas.

É possível determinar o comportamento de sistemas WDM com elevado rigor através da resolução numérica da equação não-linear de *Schrödinger*. No entanto, a resolução desta equação através de métodos como o *Split-Step Fourier* (SSF) requer elevados tempos de processamento para que seja feita de forma *on-line* para cada pedido de conexão. Portanto, o desenvolvimento de métodos analíticos ou empíricos simplificados que possam explicar a força da Modulação de Intensidade (*Intensity Modulation - IM*) induzida por XPM é altamente desejável. Para isso, apresenta-se um estudo de caso num sistema WDM que transporta sinais Modulados em Intensidade e que utiliza Detecção Direta (IM-DD), utilizando-se de ferramentas simplificadas para a caracterização rápida da XPM.

1.3 Metodologia

Para avaliar as limitações de desempenho da rede impostas pela XPM num tempo razoável deve-se utilizar métodos que permitam obter uma estimativa da degradação devido à XPM com um tempo de cálculo reduzido. Para isso, serão utilizados métodos de avaliação *on-line* e *off-line*. O método de avaliação *on-line* consiste em avaliar as limitações impostas pela XPM em ligações WDM ponto a ponto por meio do método analítico proposto em [15]. Já o método *off-line* baseia-se na obtenção de uma função custo simplificada que represente bem o efeito não-linear de XPM (atuando em conjunto com outros efeitos).

No Capítulo 2 estão contempladas as características inerentes à propagação dos sinais nas fibras ópticas, como dispersão e efeitos não-lineares, além da Equação Não-Linear de *Schrödinger* (*NonLinear Schrödinger Equation* – NLSE) que sintetiza a interação desses efeitos. O Capítulo 3 aborda o modelo bombeio-sonda proposto em [15] para determinar o impacto de XPM em sistemas WDM. É mostrado como se calcula a variância normalizada que será o parâmetro a ser utilizado para o algoritmo *on-line* de CAC/WA. No Capítulo 4 é apresentada uma proposta de função custo para as limitações impostas pela fibra óptica. É feito um estudo para sistemas WDM com único enlace e multi-enlaces. No Capítulo 5 é mostrado o estudo de caso, aplicado a diferentes topologias de rede, do método *off-line*. Nesse capítulo é também descrito o funcionamento do simulador de rede para obter-se a probabilidade de bloqueio. O Capítulo 6 trata do estudo de caso do método *off-line* sob a supervisão do esquema *on-line* de cálculo da interferência acumulada onde comparações são feitas para validação dos métodos. O estudo de caso para o método *on-line* é mostrado no Capítulo 7. As conclusões tiradas ao longo da dissertação são expressas no Capítulo 8, que contempla também sugestões de trabalhos futuros.

2 DEGRADAÇÕES DA CAMADA FÍSICA

Sistemas de comunicações ópticos têm por objetivo transportar um sinal do transmissor até o receptor sem distorcê-lo. Muitos sistemas utilizam a fibra óptica como canal de comunicação porque as fibras feitas de sílica podem transmitir um sinal óptico com perdas muito baixas e próximas de 0.2 dB/km . Dentre os efeitos lineares, a dispersão da fibra é outro parâmetro importante, pois leva ao alargamento de pulsos ópticos individuais com a propagação. Se o alargamento sofrido pelos pulsos for significativo à saída da transmissão, pode-se tornar impossível a recuperação do sinal original sem erros. Este problema pode se tornar ainda mais crítico no caso de fibras multimodo, devido às diferentes velocidades associadas com os diferentes modos da fibra. É por essa razão que a maioria dos sistemas de comunicações ópticos usa fibras monomodo [16].

A consideração mais importante em projetos de rede onde ocorrem ampliações periódicas está relacionada com os efeitos não lineares intrínsecos às fibras. Para sistemas com um único canal, o efeito não-linear dominante que pode limitar o desempenho do sistema é a Auto-Modulação de Fase (SPM).

Outro fator que leva a degradação do sinal é o ruído adicionado pelos amplificadores ópticos. Similarmente ao caso de amplificadores eletrônicos, o ruído introduzido pelos amplificadores ópticos é quantificado por meio da Figura de Ruído (F_n). A interação não-linear entre a emissão espontânea do amplificador e o sinal pode levar a um grande espalhamento espectral por meio de fenômenos não-lineares como Modulação Cruzada de Fase (XPM) e Mistura de Quatro Ondas (FWM). Como esse ruído tem uma largura de banda muito maior que o sinal, seu impacto pode ser reduzido com a utilização de filtros ópticos. Simulações numéricas mostram uma melhora considerável quando filtros ópticos são usados depois de cada amplificação em linha [16].

Em redes ópticas transparentes, funções inteligentes da rede, como comutação e roteamento, são transportadas para a camada óptica com o objetivo de evitar a conversão do sinal óptico em um sinal eletrônico, como ocorre em redes SONET (*Synchronous Optical NETWORK*) e SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*), e com isso eliminar o gargalo de processamento eletrônico [4]. Os nós que constituem uma rede totalmente óptica são

chamados de comutadores OXC (*Optical Cross Connect*). Um comutador OXC é composto por um conjunto de portas de entrada e saída, uma matriz de comutação e um controlador, permitindo dessa maneira a comutação de um feixe de luz de uma porta de entrada para uma porta de saída. Se por um lado os OXCs em redes ópticas eliminam a conversão óptica-eletrônica-óptica (O-E-O), por outro lado eles introduzem uma degradação nos sinais chamada de “*cross-talk*”, que é a introdução do ruído ou interferência causada pelo acoplamento entre os canais que se propagam em diferentes comprimentos de onda.

Este trabalho restringe-se ao estudo da interação não linear na propagação dos sinais nas fibras ópticas que também geram *cross-talk*. Neste Capítulo, é discutida a Equação Não-linear de *Schrödinger* (NLSE) considerando os efeitos de Dispersão, Auto-Modulação de Fase (SPM) e Modulação Cruzada de Fase (XPM). Os demais efeitos não-lineares como Mistura de Quatro Ondas (*Four-Wave Mixing* – FWM), Espalhamento Raman Estimulado (*Stimulated Raman Scattering* – SRS) e Espalhamento Brillouin Estimulado (*Stimulated Brillouin Scattering* - SBS) não serão abordados neste trabalho, mas podem ser vistos em [1].

2.1 Dispersão

O desempenho dos sistemas ópticos é limitado pela atenuação e dispersão, que degradam o sinal propagante numa fibra. A atenuação afeta a intensidade do sinal. Já a dispersão, espalha temporalmente a energia do pulso. A Fig. 2.1 mostra o alargamento sofrido por um pulso depois de percorrer um trecho de fibra ($w_2 > w_1$). Tanto a atenuação como a dispersão dependem do comprimento de onda de operação do sistema.



Fig. 2.1 - Dispersão sofrida por um pulso à saída da fibra

A região de grande interesse em comunicações ópticas está situada na janela de 1550 nm. Na Fig. 2.2 são apresentadas as curvas de atenuação e dispersão para diferentes tipos de fibras.

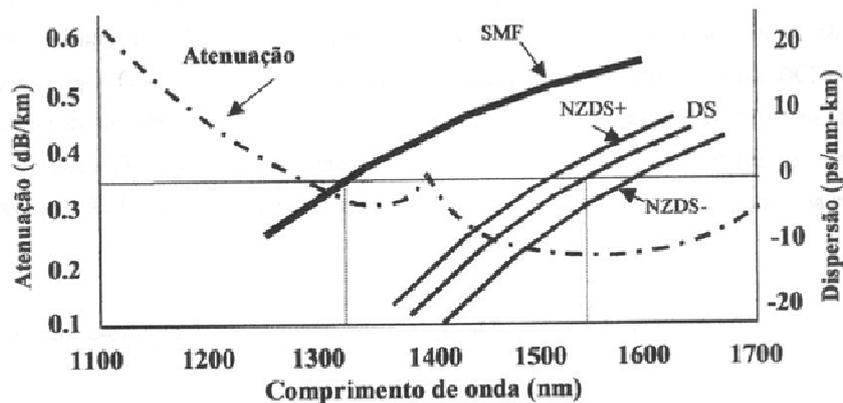


Fig. 2.2 - Curva de atenuação (dB/km) x Comprimento de onda (nm), e Curva de Dispersão ($ps/nm-km$) x Comprimento de onda para as fibras SMF, DS (*Dispersion Shifted*), NZDS+ (*Non-Zero Dispersion Shifted*) e NZDS-

Embora o problema de dispersão intermodal não exista em fibras monomodo, devido ao fato de a energia do pulso propagante ser transmitida por um único modo, têm-se ainda outros efeitos físicos que provocam a dispersão temporal do pulso ao longo da propagação. Todavia, os efeitos da dispersão intramodal são muito menores que os da intermodal, mas, mesmo assim, limitam o produto banda-distância das fibras monomodo.

2.1.1 *Dispersão de Velocidade de Grupo*

A velocidade de grupo associada ao modo propagante é dependente de forma não linear da frequência das componentes espectrais do pulso. Como resultado, as diferentes componentes espectrais do sinal gerado pela fonte óptica propagando com pequenas diferenças de velocidade de grupo, embora no mesmo modo da fibra, chegarão dessincronizadas à saída da fibra, provocando a chamada dispersão de velocidade de grupo (*Group-Velocity Dispersion* - GVD), dispersão intramodal ou simplesmente dispersão da fibra.

Considere uma fibra monomodo de comprimento L . Um conjunto de componentes espectrais em torno de uma frequência angular ω chegaria à saída da fibra depois de um tempo de propagação $T = L/v_g$, onde v_g é a velocidade de grupo definida como:

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} \quad (2.1)$$

$$\beta = \bar{n}k_0 = \frac{\bar{n}\omega}{c}$$

Com isso, tem-se que:

$$v_g = \frac{c}{\bar{n}_g} \quad (2.2)$$

c é a velocidade da luz no vácuo e n_g é o índice de refração do grupo definido por:

$$\bar{n}_g = \bar{n} + \omega \left(\frac{d\bar{n}}{d\omega} \right) \quad (2.3)$$

Em sistemas de comunicações ópticas, a largura espectral da fonte geralmente é dada em unidades de comprimento de onda ($\Delta\lambda$), mas também pode ser expressa em frequência ($\Delta\omega$). A dependência de frequência que a velocidade de grupo possui leva ao alargamento do pulso porque diferentes componentes espectrais do pulso dispersam durante a propagação e não chegam simultaneamente à saída da fibra. Seja a largura espectral do pulso $\Delta\omega$. O espalhamento temporal do pulso para uma fibra de comprimento L é [16]:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad (2.4)$$

O parâmetro $\beta_2 = d^2\beta/d\omega^2$ é conhecido como parâmetro de GVD. A Eq. (2.4) determina o quanto o pulso óptico alargaria propagando-se ao longo da fibra. O alargamento

temporal do pulso também pode ser escrito como função do comprimento de onda, utilizando $\omega = 2\pi c/\lambda$ e $\Delta\omega = (-2\pi c/\lambda^2)\Delta\lambda$ [16]:

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\lambda = DL\Delta\lambda \quad (2.5)$$

Com,

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.6)$$

D é chamado de parâmetro de dispersão e expresso em $ps/(nm.km)$. O efeito da dispersão a uma taxa de transmissão B pode ser estimado utilizando o critério de o espalhamento temporal do pulso não exceder o equivalente ao intervalo de um bit [16]:

$$\Delta T < \frac{1}{B} \quad \Rightarrow \quad B\Delta T < 1 \quad \Rightarrow \quad BL|D|\Delta\lambda < 1 \quad (2.7)$$

A Eq. (2.7) fornece uma estimativa da ordem de magnitude do produto banda-distância (BL) para fibras monomodo. O parâmetro D depende do comprimento de onda, já que o índice de refração \bar{n} varia com a frequência. Tem-se, então:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d}{d\omega} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi}{\lambda^2} \left(2 \frac{d\bar{n}}{d\omega} + \omega \frac{d^2\bar{n}}{d\omega^2} \right) \quad (2.8)$$

A dispersão pode ser aproximada como a soma de dois termos, $D = D_{material} + D_{guia-de-onda}$. A dispersão material ocorre porque o índice de refração da sílica, que é o material usado para a fabricação da fibra, varia com a frequência. Já a dispersão de guia-de-onda resulta da variação da velocidade de grupo com o comprimento de onda de um modo em particular. No caso de fibras monomodo, cuja constante de propagação é $\beta = \bar{n}2\pi/\lambda$, a dispersão de guia-de-onda só ocorrerá quando $d^2\beta/d\lambda^2 \neq 0$.

2.1.2 *Dispersão de Alta Ordem*

Caso o pulso propagante esteja se propagando no comprimento de onda onde a dispersão é zero, os efeitos dispersivos não desaparecem por completo. O pulso continuará a se alargar por causa dos efeitos dispersivos de alta ordem, que se tornam relevantes quando $\beta_2 = 0$. Esse efeito pode ser entendido observando que D não pode ser nulo para todos os comprimentos de onda da largura espectral da fonte ($\Delta\lambda$), sendo que o pulso está centrado em $\lambda_{dispersão_zero}$. Os efeitos dispersivos de alta ordem são governados pela inclinação da dispersão (*Dispersion Slope*) dada por [16]:

$$S = \frac{dD}{d\lambda} \quad (2.9)$$

O parâmetro S é expresso em $ps/(nm^2 \cdot km)$.

2.1.3 *Compensação de Dispersão*

Com a utilização de amplificadores ópticos, as limitações impostas pela atenuação ao longo do caminho óptico foram superadas amplificando periodicamente o sinal. Contudo, a dispersão do pulso não é compensada por estes amplificadores.

Compensação da dispersão de fibras convencionais em 1550 nm requer fibras com altos valores de dispersão negativa por unidade de comprimento. Nos últimos anos, um tipo de fibra chamado de *Dispersion Compensating Fiber* (DCF) tem sido utilizado. Devido a DCF ter dispersão negativa alta ($D < -70 ps/(nm \cdot km)$), ela é ideal para compensação das fibras convencionais. Algumas DCF não têm somente dispersão negativa alta, mas também inclinação (*slope*) de dispersão negativa. Algumas fibras compensadoras podem reduzir o alargamento em dispersão acumulada em sistemas WDM através da inclinação da dispersão. DCF com *slope* negativo permite a transmissão a distâncias muito maiores. Uma das dificuldades na implementação da DCF é sua susceptibilidade para não-linearidades devido à pequena área do núcleo da fibra. Isso impede o uso da DCF em sistemas com potências altas [13].

2.2 *Auto-Modulação de Fase*

É o efeito da mudança da fase óptica de um determinado sinal devido a sua própria intensidade. O índice de refração da sílica é fracamente dependente da intensidade do sinal, de tal forma que é dado por:

$$n = n_0 + n_2 \frac{P}{A_e} \quad (2.10)$$

Com n_0 sendo o índice de refração; n_2 índice de refração não-linear; P a potência do sinal; A_e a área efetiva da fibra.

O n_2 , para fibras de sílica, é $2,6 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$. A contribuição do índice de refração resulta numa mudança de fase para um feixe de luz propagante na fibra de:

$$\phi_{NL} = \gamma P L_e, \quad \text{onde } \gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_e} \quad e \quad L_e = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha}. \quad (2.11)$$

Em que γ é o coeficiente não-linear da fibra; L_e é o comprimento efetivo não-linear da fibra; λ é o comprimento de onda do sinal; α é o coeficiente de atenuação; L é o comprimento real da fibra.

Nota-se que para um alto valor de potência do sinal o índice de refração da sílica aumenta, levando-se, assim, a uma baixa velocidade de grupo. A mudança de fase se torna significativa quando a potência multiplicada pelo comprimento efetivo do sistema atinge 1 W-km [13].

Se as perdas da fibra são compensadas periodicamente usando amplificadores ópticos, Φ_{NL} deve ser multiplicada pelo número de amplificadores, porque a fase induzida por SPM se acumula sobre múltiplos amplificadores.

SPM é um fenômeno o qual a fase de um sinal óptico submete-se a uma variação não-linear no tempo e na distância, e ocorre quando um sinal modulado em intensidade percorre uma fibra óptica. SPM induz uma mudança de fase no sinal propagante, o qual depende da intensidade do campo e aumenta com a distância de propagação. Isso acarreta num alargamento espectral do sinal óptico propagante na fibra. Esse alargamento espectral ocorre como resultado da dependência temporal da fase do sinal, e geralmente depende do

formato do pulso. Devido ao índice de refração não-linear, o pico do pulso se propaga mais lentamente que as extremidades laterais. Isso resulta em um comprimento de onda sendo esticado na extremidade dianteira e comprimido na extremidade traseira [13].

Esse alargamento pode resultar em penalidades devido à largura de banda do filtro ou distorção do pulso resultante da dispersão cromática. Em regime de dispersão normal, onde a dispersão cromática é negativa, correspondente ao decréscimo do atraso de grupo com comprimento de onda, a extremidade dianteira do pulso se propaga mais rápido e se move para longe do centro do pulso. A extremidade traseira se propaga mais devagar e também se move para fora do centro do pulso. Então, o pulso é alargado pela combinação de efeitos não-lineares e dispersão. Em regime de dispersão anômala, correspondente ao aumento do atraso de grupo com o comprimento de onda e dispersão cromática positiva, a extremidade dianteira se propaga mais devagar e se move em direção ao centro do pulso. Similarmente, a extremidade traseira do pulso se propaga mais rápido e também se move em direção ao centro do pulso. Logo, o pulso se estreita. Esse estreitamento do pulso em regime de dispersão anômala sugere que SPM pode ser usado para compensar a dispersão [13].

O efeito não-linear SPM pode ser usado para várias aplicações. A combinação dele com a dispersão de velocidade de grupo (*Group Velocity Dispersion – GVD*) pode, por exemplo, gerar “sólitons” e chaveamento óptico, o qual pode conduzir a uma compressão do pulso.

2.3 Modulação Cruzada de Fase

Em sistemas WDM, as flutuações de potência de um sinal óptico propagando numa fibra óptica podem modular a fase de outro sinal co-propagante através da Modulação Cruzada de Fase (*Cross-Phase Modulation - XPM*) [1]. Modulação Cruzada de Fase é outra forma das variações de intensidade afetar a fase do sinal. Nesse caso, a responsabilidade das flutuações de intensidade surge da modulação dos outros canais presentes no sistema WDM. A XPM é uma limitação mais severa que a SPM em sistemas WDM, porque o efeito é duas vezes maior para cada canal interferente e existem muitos outros canais para gerar essa interferência. Nesses sistemas, a mudança de fase não-linear para um canal em específico depende não só de sua potência, como também das potências dos outros canais. Logo, a mudança de fase não-linear para um canal j é [16]:

$$\phi_j^{NL} = \gamma L_e \left(P_j + 2 \sum_{m \neq j} P_m \right) \quad (2.12)$$

Onde a somatória se estende sobre o número de canais presentes. O primeiro termo do lado direito da Eq. (2.12) se refere à SPM, enquanto que o segundo termo se refere à XPM.

A dispersão cromática desempenha um papel muito significativo no impacto de XPM no sistema. Como no caso de SPM, não há impacto no espalhamento espectral introduzido pela XPM se não existir dispersão cromática para transformar esse espalhamento espectral em espalhamento de pulso. Contudo, já que XPM é uma interação entre canais distintos, a presença de dispersão cromática também significa que pulsos em canais interferentes não permanecerão sobrepostos, em geral, aos pulsos no canal de interesse [13].

É difícil estimar o impacto de XPM no desempenho de sistemas WDM. A razão é que as discussões apresentadas até agora têm, implicitamente, assumido que XPM atua isoladamente sem efeitos dispersivos e válidos somente para feixes de luz CW. A mudança de fase induzida por XPM só pode ocorrer quando dois pulsos se sobrepõem no tempo. Para canais extremamente espaçados eles se sobrepõem por um tempo muito curto de tal forma que o efeito de XPM é negligenciado. Por outro lado, pulsos em canais vizinhos irão se sobrepor o suficiente para acumular os efeitos de XPM.

Em sistemas WDM com Modulação de Intensidade e com Detecção Direta (IM-DD), XPM pode limitar a distância e a capacidade, porque a dispersão por velocidade de grupo (GVD) converte a Modulação de Fase (PM) induzida por XPM em IM. Na verdade, a GVD pode levar a dois efeitos opostos na IM induzida por XPM. Por um lado, ela pode reduzir a influência da XPM devido ao efeito de *walkoff*, dependendo da frequência de modulação e do espaçamento entre canais. Por outro lado, para frequências de modulação moderadas a influência da conversão de PM-IM aumenta com GVD e com o quadrado da frequência de modulação [17]. Mais ainda, conversões PM-PM, IM-IM e IM-PM podem resultar da interação SPM e XPM [15].

A dependência da Modulação de Intensidade induzida por XPM com o tamanho da fibra, dispersão da fibra, separação entre canais e taxa de modulação do sinal pode ser investigada por meio de soluções numéricas da Equação Não-Linear de *Schrödinger*.

2.4 Equação Não-Linear de Schrödinger

A propagação de pulsos em fibras ópticas monomodo em um sistema de um único canal (ou o campo resultante de um conjunto de canais) é descrita pela Equação Não-Linear de Schrödinger (*Nonlinear Schrödinger Equation* - NLSE), cuja dedução pode ser encontrada em [1]. A NLSE leva em conta os efeitos de dispersão por velocidade de grupo (GVD) e Auto-Modulação de Fase (SPM) e é dada por:

$$\frac{\partial A(z,T)}{\partial z} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A(z,T)}{\partial T^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A(z,T)}{\partial T^3} + \frac{\alpha}{2} \cdot A(z,T) = j \bar{\gamma} \cdot |A(z,T)|^2 \cdot A(z,T) \quad (2.13)$$

Onde $A(z,T)$ é a amplitude complexa do pulso, z é a coordenada longitudinal ao longo da fibra, T é o tempo medido em um sistema de coordenadas que se move a velocidade de grupo do pulso, β_2 é a dispersão de velocidade de grupo de primeira ordem, β_3 é a dispersão de velocidade de grupo de segunda ordem, γ é o parâmetro de não-linearidade e α é o coeficiente de atenuação da fibra.

Para o caso de dois pulsos ópticos co-propagantes dentro de uma fibra óptica, algumas considerações devem ser feitas para inclusão de XPM. Em geral, os campos ópticos podem diferir não somente nos comprimentos de onda como também em seus estados de polarização. Considerando-se que os campos ópticos em diferentes comprimentos de onda são polarizados linearmente ao longo do eixo principal de uma fibra que preserve a polarização, torna-se possível um enfoque escalar. O fato de a fibra preservar a polarização significa que os campos mantêm sua polarização durante a propagação.

Para cada canal, utiliza-se uma aproximação que supõe que o espectro está centrado em uma frequência ω_0 e possui uma largura espectral $\Delta\omega$ de modo que $\Delta\omega \ll \omega_0$. Dessa maneira, pode-se separar a parte da variação rápida do campo elétrico da parte de lenta variação (envoltória) como em [1]:

$$E(r,t) = \frac{1}{2} \hat{x} [E(r,t) \exp(-i\omega_0 t) + E^*(r,t) \exp(i\omega_0 t)] \quad (2.14)$$

O campo elétrico total devido à n canais pode ser escrito sob a forma:

$$\mathbf{E}(r, t) = \frac{1}{2} \hat{x} \left[\sum_{j=1}^n E_j \exp(-i\omega_j t) + E_j^* \exp(i\omega_j t) \right] \quad (2.15)$$

Com n sendo o número de canais, \hat{x} o vetor unitário de polarização e ω_j a frequência central do pulso do j -ésimo canal. E_j é assumido ser função da variação lenta no tempo em uma escala de tempo ω_j^{-1} . Esta suposição é equivalente a assumir que $\Delta\omega_j \ll \omega_j$, onde $\Delta\omega_j$ é a largura espectral do pulso e é válida para pulsos com largura temporal $\geq 0.1ps$.

A equação de propagação para dois canais ópticos pode ser obtida seguindo os mesmos passos como mostrado em [1]. Assumindo-se que os efeitos não-lineares não afetam significativamente os modos da fibra, a dependência transversal é fatorada escrevendo $E_j(r, t)$ como:

$$E_j(r, t) = F_j(x, y) A_j(z, t) \exp(i\beta_{0j} z) \quad (2.16)$$

Onde $F_j(x, y)$ é a distribuição do modo da fibra para o j -ésimo campo, $A_j(z, t)$ é a amplitude de variação lenta e β_{0j} é a constante de propagação correspondente a frequência central. Os efeitos dispersivos são incluídos pela expansão da constante de propagação β_{ω_j} em série de *Taylor*:

$$\beta(\omega) = \beta_o + (\omega - \omega_o) \beta_1 + \frac{1}{2} (\omega - \omega_o)^2 \beta_2 + \frac{1}{6} (\omega - \omega_o)^3 \beta_3 + \dots \quad (2.17)$$

O termo cúbico e os de ordem mais alta nessa expansão são geralmente negligenciados. Com isso, a equação de propagação resultante para $A_j(z, t)$, por exemplo, para um sistema de dois canais j e k , é:

$$\frac{\partial A_j}{\partial z} + \beta_{1j} \frac{\partial A_j}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2 A_j}{\partial t^2} + \frac{1}{6} \beta_{3j} \frac{\partial^3 A_j}{\partial t^3} + \frac{\alpha_j}{2} = \frac{\text{in}_2 \omega_j}{c} \left(f_{jj} |A_j|^2 + 2f_{jk} |A_k|^2 \right) \quad (2.18)$$

Onde $k \neq j$, $\beta_{1j} = 1/v_{gj}$, v_{gj} é a velocidade de grupo, β_{2j} é o coeficiente de GVD, β_{3j} é o coeficiente de dispersão de segunda ordem e α_j é o coeficiente de atenuação. O termo f_{jk} é definido por:

$$f_{jk} = \frac{\int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} |F_j(x, y)|^2 |F_k(x, y)|^2 dx dy}{\left[\int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} |F_j(x, y)|^2 dx dy \right] \cdot \left[\int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} |F_k(x, y)|^2 dx dy \right]} \quad (2.19)$$

As diferenças entre f_{jk} e f_{jj} podem ser significativas em fibras multimodo, onde as duas ondas podem se propagar em modos diferentes. No caso de fibras monomodo, f_{jj} e f_{jk} geralmente diferem uma da outra por causa da dependência em frequência da distribuição modal $F_j(x, y)$. A diferença é, entretanto, muito pequena e pode ser desprezada na prática. No caso a Eq. (2.18) pode ser escrita como o seguinte conjunto de equações acopladas:

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + \frac{1}{v_{g1}} \frac{\partial A_1}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_{21} \frac{\partial^2 A_1}{\partial t^2} + \frac{1}{6} \beta_{31} \frac{\partial^3 A_1}{\partial t^3} + \frac{\alpha_1}{2} = i\gamma_1 \left(|A_1|^2 + 2|A_2|^2 \right) A_1 \quad (2.20)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + \frac{1}{v_{g2}} \frac{\partial A_2}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_{22} \frac{\partial^2 A_2}{\partial t^2} + \frac{1}{6} \beta_{32} \frac{\partial^3 A_2}{\partial t^3} + \frac{\alpha_2}{2} = i\gamma_2 \left(|A_2|^2 + 2|A_1|^2 \right) A_2 \quad (2.21)$$

Em geral, as Eq. (2.20) e (2.21) precisam ser resolvidas numericamente. Entretanto, uma solução analítica pode ser obtida para o caso de propagação de feixes CW (*Continuous Wave*), resultando para A_1 em (2.22):

$$A_1(L) = \sqrt{P_1} \exp[j\phi_1] \quad (2.22)$$

onde L é o comprimento da fibra, P_1 é a potência à entrada da fibra na frequência óptica f_1 e Φ_1 é o desvio não-linear da fase dado por (2.23):

$$\phi_1 = \gamma \left[\frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha} \right] (P_1 + 2P_2) \quad (2.23)$$

Note que a Eq. (2.23) é a combinação dos efeitos de SPM (termo proporcional a P_1) e de XPM (termo proporcional a P_2).

Assim, o efeito de XPM faz com que a fase óptica de um canal torne-se modulada pela potência do outro canal. O papel da GVD é o de converter essas flutuações de fase em variações de amplitude, gerando o que é conhecido como interferência (*cross-talk*) de um canal sobre outro [15]. O mesmo fenômeno ocorre se houver mais de dois canais, como num sistema WDM típico. Nesse caso, um canal específico terá sua fase modulada de acordo com a potência transmitida pelos demais canais e a proximidade entre eles na grade de comprimentos de ondas. A SPM interagindo com a GVD causará variações no formato do bit (podendo inclusive comprimi-lo reduzindo a interferência entre símbolos). Assim, XPM, SPM e GVD atuam em conjunto na determinação do desempenho dos enlaces ópticos como um todo.

2.5 Diagrama de Olho e Penalidade de Potência

Quando bits são transmitidos por um enlace de fibra óptica, eles sofrem distorções devido à dispersão, aos efeitos não-lineares e ao ruído presente no meio de transmissão. Uma alternativa para monitorar o desempenho do trem de pulsos propagantes ao longo da fibra é por meio do diagrama de olho. O diagrama de olho é um indicador qualitativo de desempenho de um sistema, e é obtido observando-se o trem de pulsos que chega ao receptor em uma janela de tempo fixa. Alguns pulsos apresentam transições de subida no nível, representando normalmente os bits “1”, e outros uma transição de descida, representando os bits “0”. A visualização simultânea desses pulsos sobrepostos é que forma uma figura semelhante a um olho como mostrado na Fig. 2.3.

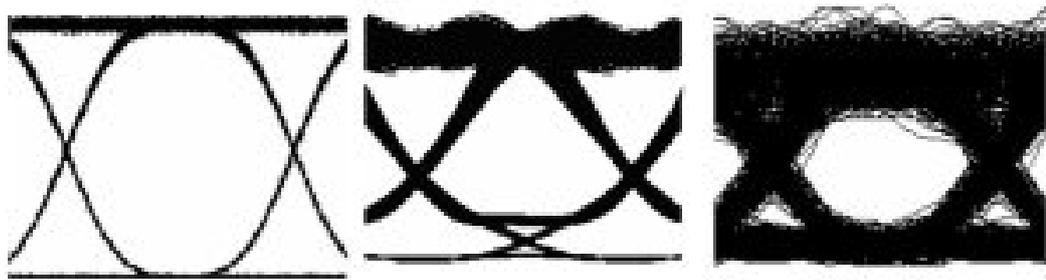


Fig. 2.3 - Exemplos de Diagramas de Olho

O formato do diagrama de olho demonstra as penalidades sofridas pelos bits durante a propagação. Os seguintes aspectos no diagrama são relevantes:

- A abertura vertical indica a diferença entre os níveis “1” e “0”. Quanto mais aberto o olho mais fácil se torna diferenciar bits “1” e “0”;
- A abertura horizontal indica a quantidade de jitter presente no sinal.

Quando há ruído adicionado ao sinal, o diagrama de olho revela traços mais espessos em ambos os bits “1” e “0”. Quando o tipo de ruído é multiplicativo (que depende da intensidade do sinal) o bit “1” apresenta traços mais espessos. Interferências que dependem da intensidade do sinal, como o XPM, também provocam assimetrias sobre os níveis dos bits observados no diagrama de olho. Neste trabalho, a penalidade é obtida medindo-se em *dB* o fechamento vertical do olho ou pela intensidade relativa da interferência causada pela XPM sobre um dado canal. Este valor é a penalidade de potência definida como o acréscimo de potência de recepção necessário para a manutenção de uma dada taxa de erro de bit.

3 ANÁLISE DE XPM PELO MÉTODO BOMBEIO-SONDA

Neste capítulo é discutido um método de abordagem do efeito de XPM em enlaces ópticos baseados na solução para pequenos sinais da Equação Não-Linear de *Schrödinger*. Posteriormente, o modelo analítico simplificado aqui descrito, cujo objetivo é obter uma função de transferência linear para cada enlace do caminho óptico a ser percorrido pelo sinal, será utilizado para o cálculo das penalidades por Modulação Cruzada de Fase (XPM) no algoritmo de roteamento e atribuição de comprimento de onda (RWA).

3.1 Introdução

De maneira a analisar o efeito de XPM, considera-se a transmissão de dois ou mais canais numa fibra óptica. A técnica de *Pump-Probe* (bombeio-sonda) é utilizada no estudo da modulação de intensidade (IM) e de fase (PM) induzida por XPM. Esta técnica consiste na análise das modulações de intensidade e fase presentes à saída do sistema de transmissão do canal que está sendo analisado, i.e., o canal sonda, causadas por um ou mais canais interferentes, i.e., os canais de bombeio. O canal sonda deverá ser uma portadora não modulada à entrada do sistema de transmissão (*Continuous Wave* - CW). Os canais de bombeio correspondem às portadoras moduladas. As modulações de fase induzidas pela XPM no canal sonda são convertidas em modulações de intensidade pela GVD e SPM. Dessa forma, surge no canal sonda uma modulação de intensidade e fase em torno da média temporal na saída do sistema, como pode ser notado nas Fig. 3.1 e Fig. 3.2.

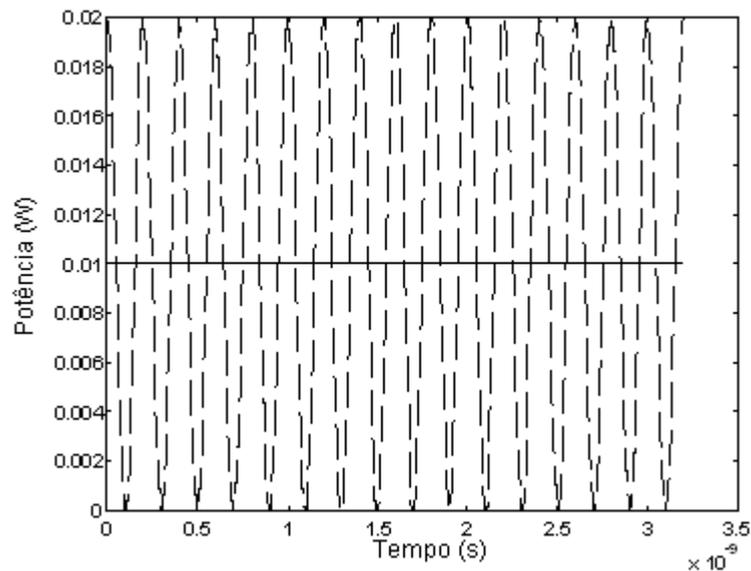


Fig. 3.1 - Potência Instantânea [W] à entrada da fibra x Tempo [s]; Traço descontínuo representa uma seqüência binária enviada pelo canal de bombeio; Traço contínuo representa o canal sonda CW

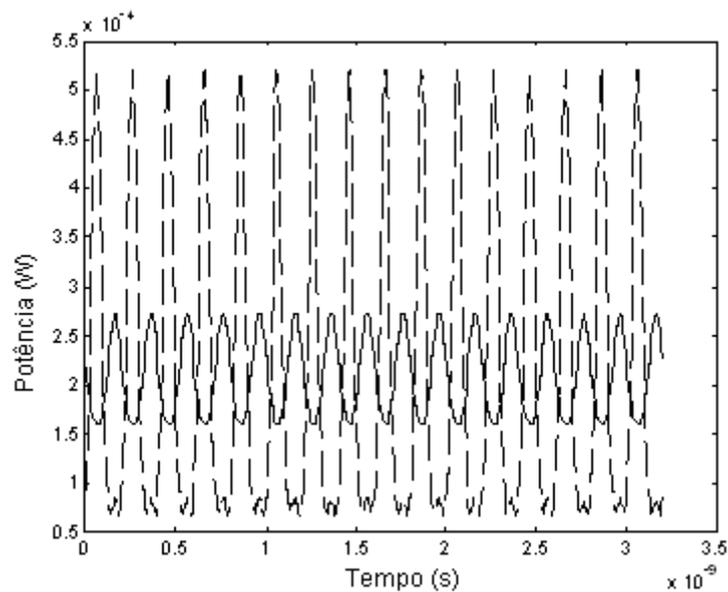


Fig. 3.2 - Potência Instantânea [W] à saída da fibra x Tempo [s]; Traço descontínuo representa o canal de bombeio; Traço contínuo representa o canal sonda

Modelos analíticos para a caracterização da IM induzida por XPM em sistemas com múltiplos enlaces com compensação de dispersão são apresentados em [15][17][18]. O modelo simplificado de pequenos sinais aqui utilizado leva em consideração o efeito de GVD e SPM, e está descrito em [19].

Para garantia da qualidade do sinal à saída da fibra, com relação à XPM, é necessário estipular uma referência. O parâmetro adotado como valor de referência em [15] foi a variância normalizada da IM induzida por XPM definida como [15]:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{\bar{P}_s^2} \sum_{i=1}^M \int_{-\infty}^{+\infty} S_{p,i}(f) \cdot |H_{XPM,P,i}(f)|^2 \cdot |H_r(f)|^2 \cdot df \quad (3.1)$$

Onde \bar{P}_s é a potência média do canal sonda; M é o número de canais interferentes; $S_{p,i}(f)$ é a Densidade Espectral de Potência (*Power Spectral Density* – PSD) do i -ésimo canal de bombeio à entrada da fibra; $H_{XPM,P,i}(f)$ é a função de transferência do modelo linear equivalente associado ao i -ésimo canal de bombeio; e $H_r(f)$ é a função de transferência do filtro elétrico do receptor do canal interferido.

A variância normalizada está relacionada com a penalidade de potência (P_p), dada em decibels, de acordo com a Eq. (3.2) [15]:

$$P_p = -20 \cdot \log_{10} \left\{ \frac{\sqrt{r}}{\sqrt{r}-1} \cdot \sqrt{1 - \frac{r}{r-1} \sigma_n^2 \cdot Q^2} - \frac{1}{\sqrt{r}-1} \right\} \quad (3.2)$$

Sendo r a razão de extinção, que é a relação entre as potências ópticas correspondentes aos símbolos “1” e “0” ($r = P_1/P_0$); e Q representa o fator-Q que está descrito no Apêndice C. A Eq. (3.2) quantifica a degradação induzida por XPM como função de Q , r e σ_n^2 .

O valor de referência da variância normalizada adotado foi de $\sigma_{n,\max}^2 = 2,6 \times 10^{-3}$, o que dá uma penalidade de potência de 1 dB para o caso de $r = 10$ dB e $Q = 7$, correspondendo a uma taxa de erro de bit (BER) de 10^{-12} . A variância mostra a dispersão estatística de uma variável, nesse caso a penalidade de potência induzida por XPM, indicando o quão longe os seus valores se encontram do valor esperado. Nas subseções seguintes são apresentadas as ferramentas necessárias para o cálculo da variância normalizada.

3.2 *Análise de Pequenos Sinais*

A análise de pequenos sinais para fibras ópticas dispersivas e não-lineares é uma ferramenta importante no auxílio de projeto de sistemas de comunicação óptica de alta velocidade. Uma solução analítica aproximada que propicie uma boa descrição dos efeitos não-lineares da fibra para pequenos sinais é altamente desejável para potências ópticas baixas e moderadas, uma vez que para potências ópticas muito grandes os efeitos de não-linearidades da fibra são fortes e a degradação no desempenho de sistemas ópticos é expressiva.

A contribuição dos efeitos não-lineares da fibra para a solução de pequenos sinais de potência e fase a saída da fibra é considerada aditiva para a solução correspondente à transmissão linear. Utilizando-se a técnica bombeio-sonda, pode-se representar a interferência via modelo linear desenvolvido em [18] de acordo com a Fig. 3.3.

3.2.1 *Interação GVD-XPM sobre o Canal Sonda*

Para o canal de bombeio considera-se uma função de transferência $H_b(\omega)$ como dispersiva ao longo da fibra enquanto que no canal sonda a função de transferência $H_s(\omega)$ é considerada não dispersiva em virtude do canal sonda ser CW no início da fibra. As funções de transferências cruzadas entre os canais de bombeio e o sonda, H_{bsxpm} e H_{sbxpm} , representam as variações de potência de um canal sobre o outro ao final da fibra de comprimento L . A influência do canal sonda sobre o canal de bombeio pode ser desprezada ($H_{sbxpm} \rightarrow 0$), daí tem-se que:

$$H_{bsxpm}(\omega) = \frac{\tilde{P}_s(L, \omega)}{P_b(0, \omega)} \quad (3.3)$$

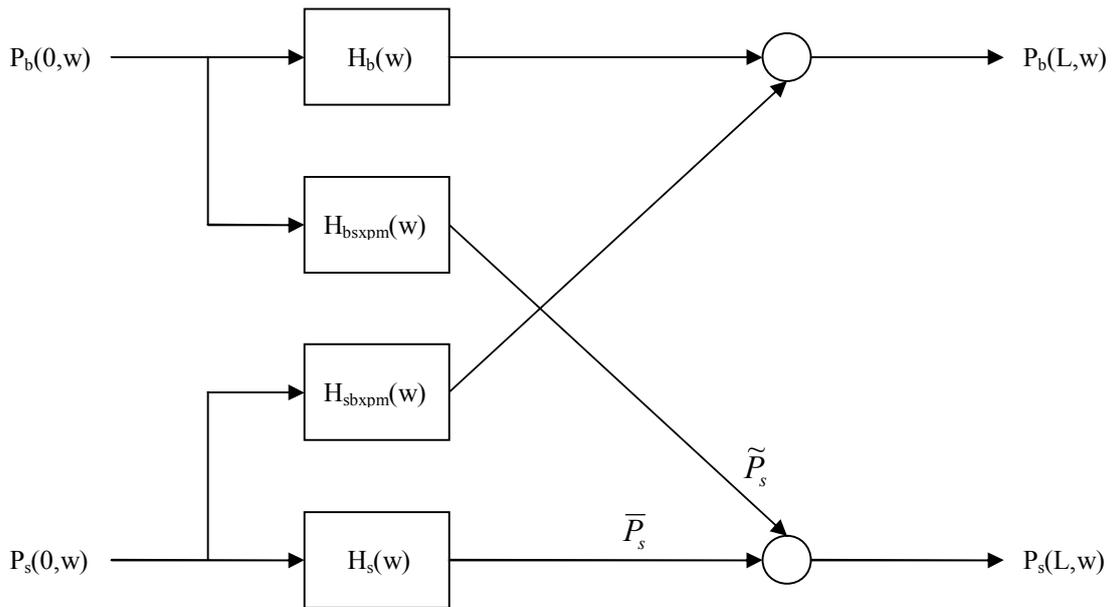


Fig. 3.3 - Modelo linear equivalente da propagação na fibra sob o efeito de XPM

Para levantamento da função de transferência é analisada a contribuição na flutuação de potência do canal sonda (\tilde{P}_s) em cada trecho da fibra de comprimento infinitesimal dz , como mostrado na Fig. 3.4. Além disso, uma Modulação de Fase infinitesimal $d\Phi_{xpm}$ surge no canal sonda devido à Modulação de Intensidade existente no canal de bombeio. A Modulação de Fase do canal sonda é então convertida em Modulação de Intensidade ao final da fibra via função de transferência dispersiva (de pequenos sinais como em [19]) para um comprimento de $(L-z)$.

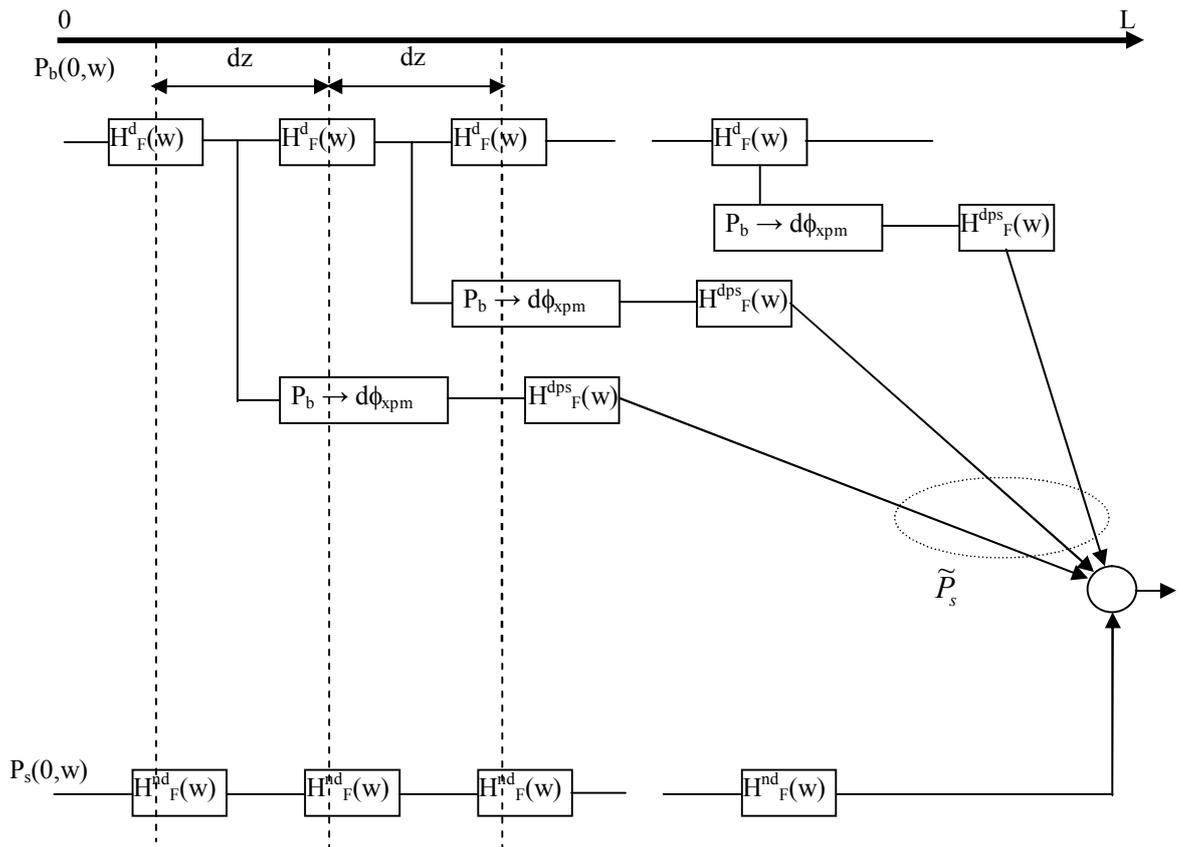


Fig. 3.4 - Modelo linear utilizado para a obtenção da Função de Transferência

Os blocos $H^{nd}(w)$ representam a função de transferência infinitesimal da fibra não dispersiva e os blocos $H^d(w)$ representam a função de transferência infinitesimal da fibra dispersiva para pequenos sinais. Já os blocos $P_b \rightarrow d\Phi_{xpm}$ convertem a intensidade do bombeio em Modulação de Fase no sonda. Com isso, pode-se determinar a função de transferência linear, para pequenos sinais, da contribuição das flutuações de potência gerada em z à saída da fibra, ou seja, em L . Considere dois sinais ópticos co-propagantes com a mesma polarização em uma fibra monomodo (*Standard Single-Mode Fiber – SSMF*). Na entrada da fibra o canal 1 (sonda) é CW e a potência óptica do canal 2 (bombeio) é denotada de $P_2(t)$. Se a GVD não muda o formato do pulso de $P_2(t)$, a potência óptica do canal 2 à distância z da entrada da fibra é dada por:

$$P_2(t) = P_2 \left(\frac{t-z}{v_{g2}} \right) e^{-\alpha z} \quad (3.4)$$

Onde v_{g2} é a velocidade de grupo do canal 2 e α é o coeficiente de atenuação. Logo, a flutuação de fase no canal 1 devido ao efeito de XPM originado em um comprimento infinitesimal dz à distância z da entrada da fibra, pode ser expresso por:

$$d\phi_{XPM}(z, t) = -2\gamma_1 P_2 \left(\frac{t-z}{v_{g2}} \right) e^{-\alpha z} dz \quad (3.5)$$

Com γ_1 sendo o coeficiente não-linear do canal 1. No domínio da frequência, a Eq. (3.5) é dada por:

$$d\tilde{\phi}_{XPM}(z, \omega) = -2\gamma_1 \tilde{P}_2(\omega) \cdot e^{-j\omega z/v_{g2}} \cdot e^{-\alpha z} dz \quad (3.6)$$

Em que $\tilde{P}_2(\omega)$ é a Transformada de *Fourier* de $P_2(t)$, e ω é a frequência angular de modulação.

A mudança de fase induzida por XPM no canal sonda originada a uma distância z da entrada da fibra é convertida em flutuação de intensidade na saída da fibra por meio da conversão PM-IM causada por GVD de z até o receptor. Desde que a mudança de fase induzida por XPM é infinitesimal, uma descrição de pequenos sinais para conversão PM-IM causada por GVD é adotada. Portanto, a flutuação infinitesimal de potência à saída da fibra induzida por XPM originada em uma seção infinitesimal de comprimento dz a uma distância z é dada por [20]:

$$d\tilde{P}_{XPM}(z, \omega) = -2P_1(z) e^{-\alpha(L-z)} e^{-j\omega(L-z)/v_{g1}} \text{sen}[b(L-z)] d\tilde{\phi}_{XPM}(z, \omega) \quad (3.7)$$

Onde L é o comprimento da fibra; $P_1(z) = P_1(0)e^{-\alpha z}$ é a potência média do canal sonda a distância z , com $P_1(0)$ sendo a potência do canal sonda à entrada da fibra; $e^{-\alpha(L-z)} e^{-j\omega(L-z)/v_{g1}}$ é a atenuação e o atraso de propagação do canal sonda de z até L ; e $b = \omega^2 D_1 \lambda_1^2 / (4\pi c)$, com D_1 e λ_1 o coeficiente de dispersão e o comprimento de onda do canal 1, respectivamente, e c a velocidade da luz no vácuo.

Logo, a Modulação de Intensidade total induzida por XPM à saída da fibra resulta da soma de todas as contribuições geradas pela mudança de fase induzida por XPM a distância z , com z variando de 0 a L , e pode ser expressada por:

$$\tilde{P}_{XPM}(\omega) = \int_0^L d\tilde{P}_{XPM}(z, \omega) \quad (3.8)$$

Substituindo as Eq. (3.6) e (3.7) em (3.8) tem-se:

$$\tilde{P}_{XPM}(\omega) = 4\gamma_1 P_1(0) P_2(\omega) e^{-\alpha l} e^{-j\omega L/v_{g1}} \frac{1}{a^2 + b^2} [a \cdot \text{sen}(bL) - b \cdot \text{cos}(bL) + b e^{-aL}] \quad (3.9)$$

Com $a = \alpha - j\omega d_{12}$; e $d_{12} \equiv (v_{g1})^{-1} - (v_{g2})^{-1}$ é o parâmetro de *walk-off*. Um parâmetro de medição de interferência do canal 2 sobre o canal 1 (CW) é o índice de intensidade de modulação normalizada definido como:

$$IM = \left| \frac{\tilde{P}_{XPM}(\omega)}{\tilde{P}_2(\omega) e^{-\alpha L}} \right| \quad (3.10)$$

Na Fig. 3.5 foi simulado, para obtenção do índice de IM normalizado, o caso de uma fibra SSMF com $\lambda_1 = 1550 \text{ nm}$, $D_1 = 17 \text{ ps}/(\text{nm.km})$, $\gamma_1 = 1,18 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$, $\alpha = 0,21 \text{ dB/km}$, e $L = 80 \text{ km}$. É mostrado a dependência do índice IM normalizado com a frequência de modulação com separação entre canais de 0, 0,4 e 2 nm. A potência média por canal à entrada da fibra é de 10 dBm. Observa-se um comportamento diferenciado entre as frequências mais altas e as mais baixas. A IM normalizada aumenta à medida que a frequência aumenta até aproximadamente 7 GHz. Em seguida, ocorre uma queda muito brusca da IM normalizada, e, caso a análise fosse estendida para valores maiores de frequência, um perfil oscilatório apareceria. Isso ocorre porque a Modulação Cruzada de Fase agindo juntamente com a dispersão induz uma intensidade modulada com frequência ω no canal CW. O sinal resultante induzido por XPM no canal CW ao final da fibra, resulta da soma de todas as contribuições geradas ao longo da fibra, de 0 a L . A fase destas contribuições está relacionada à separação entre canais (fator de desgarramento) e à frequência ω do sinal induzido. Quando o fator de

desgarramento é muito baixo, $d_{12} \approx 0$, e as frequências de modulação são baixas ou moderadas, as contribuições apresentam-se praticamente em fase, fazendo com que o índice IM seja a soma construtiva de todas as contribuições. Para frequências de modulação maiores, os sinais gerados ao longo da fibra vão apresentando diferenças de fase ocasionando interferências destrutivas na contribuição para o índice IM.

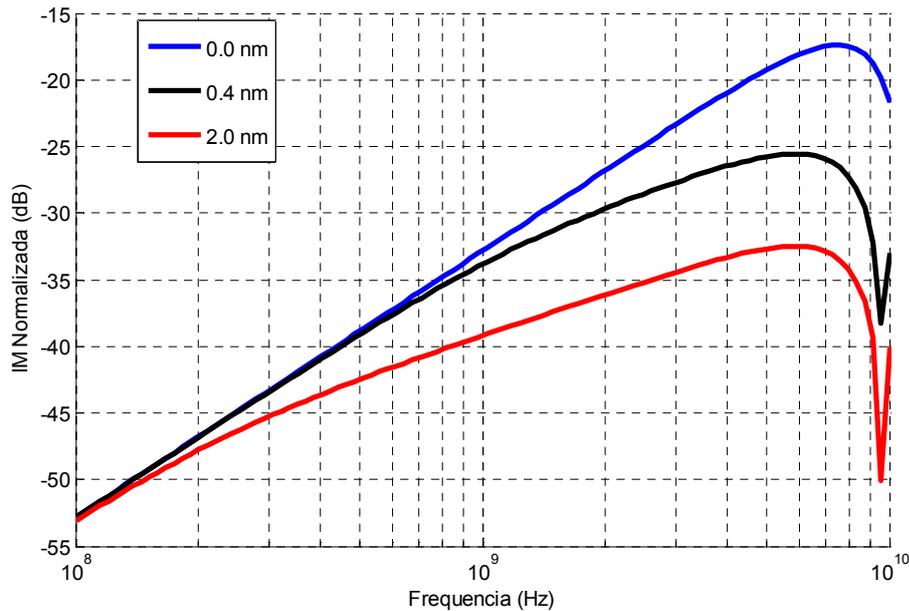


Fig. 3.5 - Índice de IM Normalizada, em decibels, por frequência de modulação para diferentes separações entre canais. Fibra SSMF com $\lambda_1 = 1550 \text{ nm}$, $D_1 = 17 \text{ ps}/(\text{nm.km})$, $\gamma_1 = 1,18 \text{ W}^1\text{km}^{-1}$, $\alpha = 0,21 \text{ dB/km}$, e $L = 80 \text{ km}$

Outra característica das curvas da Fig. 3.5 é a redução da IM normalizada à medida que se aumenta a separação entre os canais. Como o parâmetro de *walk-off* é forte (pode ser aproximado por $d_{12} \approx D_1 \Delta \lambda_{12}$), as mudanças de fase induzidas por XPM gerada no começo da fibra não estão em fase, e as contribuições para flutuações de potência à saída da fibra também não estão em fase. Conseqüentemente, a força da IM é reduzida como pode ser observada.

O cálculo da função de transferência como em [17][18] utilizando o modelo analítico da Eq. (3.9) considera que a distorção da intensidade do canal sonda à saída da fibra resulta unicamente da influência da dispersão na modulação de fase resultante da XPM. Já em [15] é apresentado um modelo analítico que inclui a influência do efeito de SPM nos canais de bombeio e sonda, o que permite estender o modelo apresentado em [17][18] para maiores níveis de potência e parâmetros de dispersão das fibras.

3.2.2 Interação XPM-GVD-SPM sobre o Canal Sonda

Diferentemente da Eq.(3.9), que só leva em consideração o efeito da GVD para conversão PM-IM no cálculo da IM induzida por XPM, aqui são obtidas funções de transferência do modelo linear desenvolvido em [15] levando-se em consideração também a SPM sobre tais variações de intensidade (e interação entre as fases do sonda com as dos bombeios PM-PM) no canal sonda. Portanto, a potência e a fase para pequenos sinais a saída da fibra podem ser escritas, respectivamente, como [19]:

$$\begin{aligned}\tilde{P}(z, \omega) &= \tilde{P}_l(z, \omega) + \tilde{P}_{nl}(z, \omega) \\ \tilde{\phi}(z, \omega) &= \tilde{\phi}_l(z, \omega) + \tilde{\phi}_{nl}(z, \omega)\end{aligned}\tag{3.11}$$

Sendo $\tilde{P}_{nl}(z, \omega)$ e $\tilde{\phi}_{nl}(z, \omega)$ as contribuições de IM e PM para pequenos sinais devido aos efeitos não-lineares da fibra, e $\tilde{P}_l(z, \omega)$ e $\tilde{\phi}_l(z, \omega)$ a IM e PM também para pequenos sinais correspondentes à transmissão linear dadas por [19]:

$$\begin{aligned}\tilde{P}_l(z, \omega) &= e^{-az} \left[\cos(az) \tilde{P}(0, \omega) + 2P(0) \text{sen}(az) \phi(0, \omega) \right] \\ \tilde{\phi}_l(z, \omega) &= \cos(az) \tilde{\phi}(0, \omega) - \text{sen}(az) \frac{\tilde{P}(0, \omega)}{2P(0)}\end{aligned}\tag{3.12}$$

Com $a = \beta_2 \omega^2 / 2$, $P(0)$ a potência média a entrada da fibra, ω a frequência angular de modulação ($\omega = 2\pi f$), β_2 representa a GVD ($\beta_2 = -\lambda^2 D / (2\pi c)$), λ o comprimento de onda da portadora, D parâmetro de dispersão e c velocidade da luz no vácuo.

Cada termo correspondente aos efeitos não-lineares a saída da fibra resulta da soma de todas as contribuições geradas em cada seção infinitesimal ao longo da fibra de transmissão. Com isso, $\tilde{P}_{nl}(z, \omega)$ e $\tilde{\phi}_{nl}(z, \omega)$ são dadas por [19]:

$$\tilde{P}_{nl}(z, \omega) = \tilde{P}_{nl,IM-IM}(z, \omega) + \tilde{P}_{nl,PM-IM}(z, \omega) \quad (3.13)$$

$$\tilde{\phi}_{nl}(z, \omega) = \tilde{\phi}_{nl,PM-PM}(z, \omega) + \tilde{\phi}_{nl,IM-PM}(z, \omega)$$

Em que os subscritos em cada termo representam qual tipo de conversão é considerado. As explicações físicas dos efeitos não-lineares da fibra nesses parâmetros de conversão estão descritos em [19][21][22]. Basicamente, são utilizadas técnicas que avaliam a distorção das formas de onda causadas pela interação entre SPM e dispersão da fibra. A distorção da forma de onda é aproximada, considerando que o sinal óptico enviado é transmitido linearmente sobre uma fibra dispersiva.

3.3 Determinação da Função de Transferência em Multi-enlaces

Considere um sistema de transmissão multi-enlaces com compensação de dispersão como na Fig. 3.6. Cada enlace é composto por uma fibra de transmissão (TF) seguida de uma fibra DCF. Após cada segmento de fibra é colocado um amplificador óptico. Algumas aproximações são feitas para a derivação de um modelo analítico para a caracterização das flutuações de intensidade e fase induzidas por XPM:

- O ganho combinado dos amplificadores de cada enlace compensa completamente as perdas desse enlace;
- A potência à entrada de cada segmento de DCF é baixa o suficiente para que se possa considerar transmissão em regime linear nessa fibra;
- Todos os enlaces têm a mesma potência média para os canais de bombeio e sonda à sua entrada.

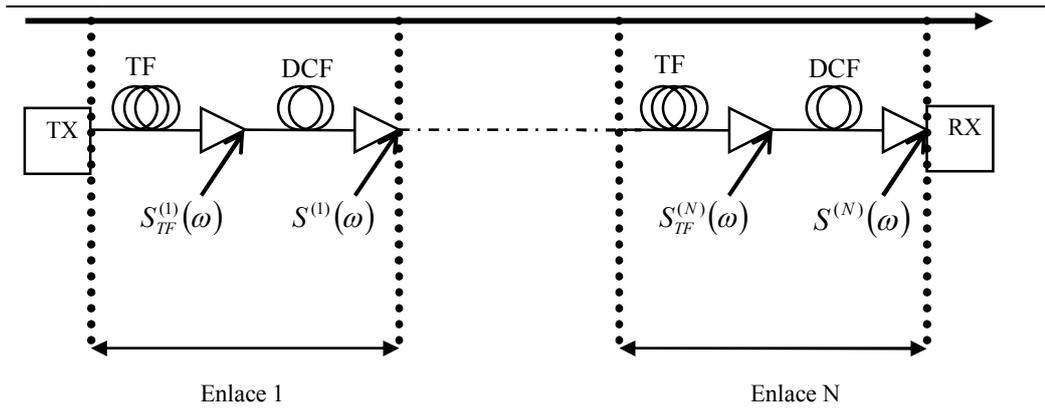


Fig. 3.6 - Sistema de transmissão multi-enlaces com compensação de dispersão

Com as considerações feitas acima, a função de transferência do modelo linear equivalente da modulação de intensidade do canal i induzida por XPM devido ao canal k gerada no enlace s é dada por:

$$H_{i,k,s}(\omega) = \left[H_{i,k}^{(s)}(\omega) \cdot C_{eq}^{(s)}(\omega) \cdot C_{XPM}^{(s)}(\omega) \cdot C_{k,eq}^{(s)}(\omega) \right]_{(1,1)} \quad (3.14)$$

Onde o subscrito (1) representa o primeiro elemento do vetor resultante que possui duas posições. Já o subscrito (1,1) representa o elemento da primeira linha e primeira coluna de uma matriz. $H_{ik}^{(s)}(\omega)$ é o produtório dos atrasos relativos, $C_{eq}^{(s)}(\omega)$ é a matriz que converte a fase e a intensidade induzida por XPM (devido ao canal de bombeio) em fase e intensidade no canal sonda, $C_{XPM}^{(s)}(\omega)$ é o vetor coluna contendo as funções de transferência para intensidade e fase, e $C_{k,eq}^{(s)}(\omega)$ é a matriz que converte a fase e a intensidade do canal de bombeio devido à SPM e GVD ao longo do caminho óptico. A obtenção de $H_{i,k,s}(\omega)$ é mostrada ao longo dessa seção.

As variáveis utilizadas neste capítulo que possuírem o sobrescrito (s) indicam que essas variáveis correspondem ao enlace s . Assim, tem-se que $L^{(s)}$ e $L^{C(s)}$ são os comprimentos da TF e da DCF no enlace s , respectivamente. $S^{(s)}(\omega)$ é o vetor sinal do canal sonda à saída do enlace s , e $S_{TF}^{(s)}(\omega)$ corresponde ao vetor sinal do canal sonda à saída do segmento TF do enlace s , definidos por:

$$S^{(s)}(\omega) = \begin{bmatrix} P^{(s)}(\omega) \\ \phi^{(s)}(\omega) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$S_{TF}^{(s)}(\omega) = \begin{bmatrix} P_{TF}^{(s)}(\omega) \\ \phi_{TF}^{(s)}(\omega) \end{bmatrix}$$

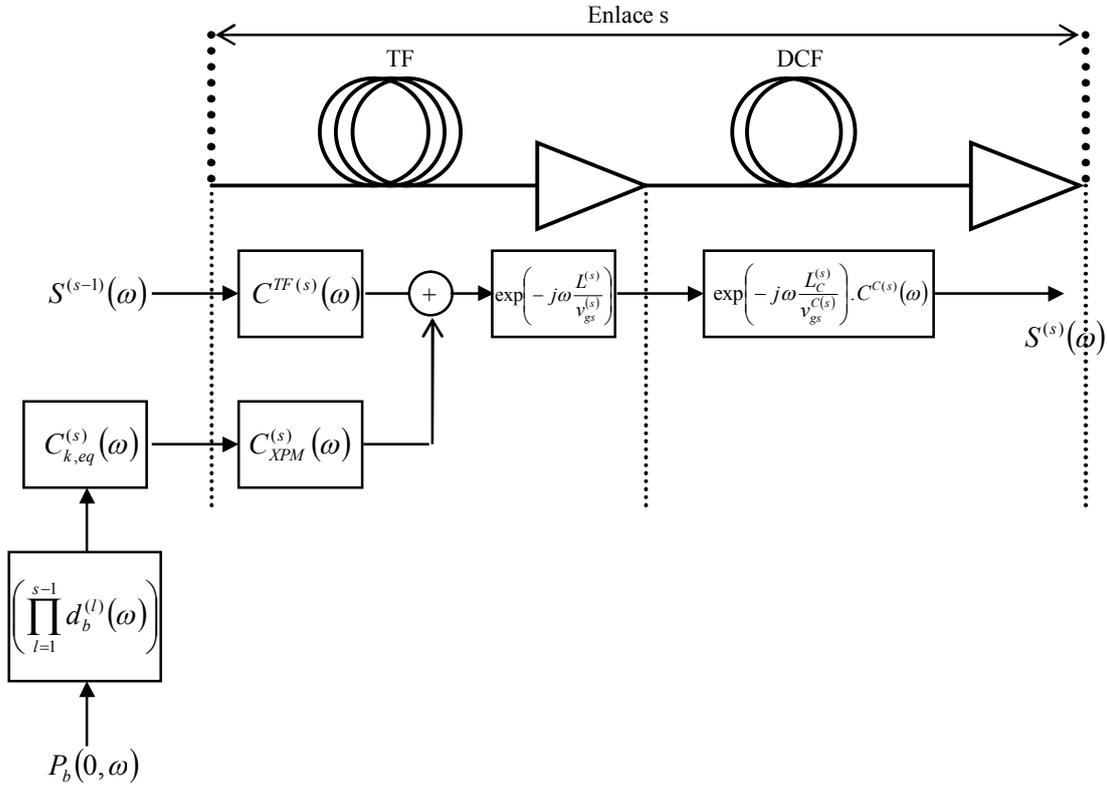


Fig. 3.7 - Diagrama de blocos representando esquematicamente um enlace de transmissão

A Fig. 3.7 representa esquematicamente um enlace do sistema de transmissão. À entrada da fibra TF encontra-se o vetor sinal resultante da transmissão do enlace anterior, $S^{(s-1)}(\omega)$. Ao passar pelo segmento de fibra TF o sinal do canal sonda sofre as conversões de modulações (IM-IM, PM-IM, IM-PM e PM-PM) devido à GVD e SPM. Este sinal é somado com a fase e intensidade resultantes da conversão PM-IM e PM-PM da modulação de fase induzida por XPM, que são obtidas multiplicando-se a transformada de *Fourier* do canal de bombeio à entrada do sistema de transmissão ($P_b(0, \omega)$) pelo seu atraso até o enlace s ($\prod_{l=1}^{s-1} d_b^{(l)}(\omega)$), pela matriz de conversão do canal de bombeio desde a entrada da conexão k até a entrada do enlace s ($C_{k,eq}^{(s)}(\omega)$) e pelo vetor $C_{XPM}^{(s)}(\omega)$. O vetor sinal do canal sonda resultante

é multiplicado pelo atraso correspondente à transmissão no segmento da TF e, em seguida, segue para a transmissão na fibra DCF, onde também é multiplicado pela matriz de conversão e atraso de propagação correspondentes. Com isso, obtêm-se o sinal do sonda à saída do enlace s .

Uma maneira não iterativa para se obter um modelo analítico consiste em considerar que o sistema de transmissão é constituído de N enlaces compartilhados. Assim, o sinal do canal sonda à saída do enlace N é composto pela soma das contribuições de intensidade e fase de cada enlace, propagada até a saída. Dessa forma, $S^{(N)}(\omega)$ é dado por:

$$S^{(N)}(\omega) = \sum_{s=1}^N C_o^{(s)}(\omega) \quad (3.16)$$

$C_o^{(s)}(\omega)$ é a contribuição do enlace s para a saída calculada por:

$$C_o^{(s)}(\omega) = \left[\prod_{l=1}^{s-1} d_b^{(l)}(\omega) \right] \cdot \left[\left(\prod_{l=s}^N h_{ik}^{(l)}(\omega) \right) \cdot C_{eq}^{(s)}(\omega) \cdot (P_b(0, \omega) \cdot C_{k,eq}^{(s)}(\omega)_{(1,1)} + \phi_b(0, \omega) \cdot C_{k,eq}^{(s)}(\omega)_{(1,2)}) \cdot C_{XPM}^{(s)}(\omega) \right] \quad (3.17)$$

O termo $h_{ik}^{(s)}(\omega)$ é o atraso relativo entre o canal de bombeio e o canal sonda para o enlace s , e é dado por:

$$h_{ik}^{(s)}(\omega) = \exp \left[-j\omega \left(d_{ik}^{(s)} L^{(s)} + d_{ik}^{C(s)} L^{C(s)} \right) \right] \quad (3.18)$$

Com os parâmetros de *walk-off* calculados por $d_{ik}^{(s)} = D_i^{(s)} \Delta \lambda_{ik} - S_i^{(s)} \Delta \lambda_{ik}^2 / 2$ e $d_{ik}^{C(s)} = D_i^{C(s)} \Delta \lambda_{ik} - S_i^{C(s)} \Delta \lambda_{ik}^2 / 2$. $\Delta \lambda_{ik} = \lambda_i - \lambda_k$ é o espaçamento entre os canais i e k , $D_i^{(s)}$ é o parâmetro de dispersão na fibra TF do enlace s calculado para o comprimento de onda λ_i e $S_i^{(s)}$ é o declive do parâmetro de dispersão na TF do enlace s também calculado para o comprimento de onda λ_i .

O produtório dos atrasos relativos é escrito na Eq. (3.14) como:

$$H_{ik}^{(s)}(\omega) = \prod_{l=s}^N h_{ik}^{(l)}(\omega) \quad (3.19)$$

Nas subseções seguintes são apresentadas as maneiras de se calcular cada um dos termos presentes na Eq. (3.14).

3.3.1 Determinação da Matriz de Transferência do Canal Sonda

Na Eq. (3.14) $C_{eq}^{(s)}(\omega)$ é a matriz de conversão (2x2) dada por:

$$C_{eq}^{(s)}(\omega) = \begin{cases} \left(\prod_{l=s+1}^N [C^{C(l)}(\omega) \cdot C^{TF(l)}(\omega)] \right) \cdot C^{C(s)}(\omega) & s < N \\ C^{C(N)}(\omega) & s = N \end{cases} \quad (3.20)$$

Na Fig. 3.7 e na Eq. (3.20), $C^{TF(s)}(\omega)$ é a matriz de conversão devido à transmissão no segmento TF do enlace s . Nessa matriz não é considerado o atraso de propagação, nem a atenuação da TF, já que é assumida compensação total das perdas dessa fibra. Para o cálculo dessa matriz de conversão da TF, considera-se que é dada pela soma de uma contribuição devido à dispersão de velocidade de grupo e outra devido à Auto-Modulação de Fase [15].

$$C^{TF(s)}(\omega) = C_{GVD}^{TF(s)} + C_{SPM}^{TF(s)} \quad (3.21)$$

Em que:

$$C_{GVD}^{TF(s)} = \begin{bmatrix} \cos(b^{(s)} \cdot L^{(s)}) & -2\bar{P}_{i,1}(0) \text{sen}(b^{(s)} \cdot L^{(s)}) \\ \frac{1}{2\bar{P}_{i,1}(0)} \text{sen}(b^{(s)} \cdot L^{(s)}) & \cos(b^{(s)} \cdot L^{(s)}) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$C_{SPM}^{TF(s)} = \left[\begin{array}{l} \frac{2 \gamma^{(s)} \bar{P}_{i,1}(0)}{\sqrt{(\alpha^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2}} \left[\text{sen}(b^{(s)}L^{(s)} - \theta^{(s)}) + \text{sen}(\theta^{(s)}) \cdot e^{-\alpha^{(s)}L^{(s)}} \right] \\ - \frac{\gamma^{(s)}}{\sqrt{(\alpha^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2}} \cdot \left[\cos(\theta^{(s)} - b^{(s)}L^{(s)}) + \cos(\theta^{(s)}) \cdot e^{-\alpha^{(s)}L^{(s)}} \right] \\ \frac{4 b^{(s)} \gamma^{(s)} \bar{P}_{i,1}^2(0)}{(\alpha^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \left\{ \text{sen}(2\theta^{(s)} - b^{(s)}L^{(s)}) - e^{-\alpha^{(s)}L^{(s)}} \left[\sqrt{\alpha^2 + b^2} L^{(s)} \text{sen}(\theta^{(s)}) + \text{sen}(2\theta^{(s)}) \right] \right\} \\ \frac{2 b^{(s)} \gamma^{(s)} \bar{P}_{i,1}(0)}{(\alpha^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \left\{ \cos(2\theta^{(s)} - b^{(s)}L^{(s)}) - e^{-\alpha^{(s)}L^{(s)}} \left[\sqrt{\alpha^2 + b^2} L^{(s)} \cos(\theta^{(s)}) + \cos(2\theta^{(s)}) \right] \right\} \end{array} \right] \quad (3.23)$$

Onde $b^{(s)} = \omega^2 \lambda_i^2 D_i^{(s)} / (4 \cdot \pi \cdot c)$ e $\theta = \arctan(b^{(s)} / \alpha^{(s)})$. Com $\alpha^{(s)}$ o coeficiente de atenuação da fibra de transmissão no enlace s , c a velocidade da luz no vácuo, $\gamma^{(s)}$ o coeficiente de não-linearidade da TF no enlace s no comprimento de onda do canal interferido i , $\bar{P}_{i,1}(0)$ a potência média do símbolo “1” do canal interferido i à entrada da conexão, que por se tratar do canal sonda (CW) $\bar{P}_{i,1}(0)$ equivale a potência média do sonda.

$C^{C(s)}(\omega)$ é a matriz de conversão devido à GVD do segmento de fibra DCF no enlace s dada por:

$$C^{C(s)}(\omega) = \begin{bmatrix} C_{IM-IM}^{C(s)} & C_{PM-IM}^{C(s)} \\ C_{IM-PM}^{C(s)} & C_{PM-PM}^{C(s)} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Os termos $C_{IM-IM}^{C(s)}(\omega)$, $C_{PM-IM}^{C(s)}(\omega)$, $C_{IM-PM}^{C(s)}(\omega)$ e $C_{PM-PM}^{C(s)}(\omega)$ são os fatores de conversão IM-IM, PM-IM, IM-PM e PM-PM do segmento de fibra DCF, respectivamente. Considerando transmissão linear na DCF, esses fatores assumem os seguintes valores [15]:

$$C_{IM-IM}^{C(s)}(\omega) = \cos(b^{C(s)} \cdot L^{C(s)}) \quad (3.25)$$

$$C_{PM-IM}^{C(s)}(\omega) = -2\bar{P}_{i,1}(0) \cdot \text{sen}(b^{C(s)} \cdot L^{C(s)}) \quad (3.26)$$

$$C_{IM-PM}^{C(s)}(\omega) = \frac{1}{2\bar{P}_{i,1}(0)} \cdot \text{sen}(b^{C(s)} \cdot L^{C(s)}) \quad (3.27)$$

$$C_{PM-PM}^{C(s)}(\omega) = \cos(b^{C(s)} \cdot L^{C(s)}) \quad (3.28)$$

Onde $b^{C(s)} = \omega^2 \lambda_i^2 D_i^{C(s)} / (4 \cdot \pi \cdot c)$.

3.3.2 Determinação do Vetor Referente à XPM

$C_{XPM}^{(s)}(\omega)$ é um vetor coluna cujos elementos são as funções de transferência para a intensidade e fase do modelo linear de XPM.

$$C_{XPM}^{(s)}(\omega) = \begin{bmatrix} H_{XPM,P}^{(s)}(\omega) \\ H_{XPM,\phi}^{(s)}(\omega) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$H_{XPM,P}^{(s)}(\omega)$ e $H_{XPM,\phi}^{(s)}(\omega)$ são as funções de transferência para a modulação de intensidade e fase do canal sonda, respectivamente, para o enlace s . $H_{XPM,P}^{(s)}(\omega)$ é dado por:

$$H_{XPM,P}^{(s)}(\omega) = H_{XPM,P}^{GVD(s)}(\omega) + H_{XPM,P}^{SPM(s)}(\omega) \quad (3.30)$$

$H_{XPM,P}^{GVD(s)}(\omega)$ e $H_{XPM,P}^{SPM(s)}(\omega)$ correspondem às contribuições associadas à GVD e SPM do enlace s , respectivamente, para as função de transferência da intensidade induzida por XPM no canal sonda. Essas funções são dadas por [15]:

$$H_{XPM,P}^{GVD(s)} = \frac{4\gamma^{(s)} \bar{P}_{i,1}(0)}{(a_{ik}^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \cdot \left\{ a_{ik}^{(s)} \cdot \text{sen}(b^{(s)} \cdot L^{(s)}) + b^{(s)} \cdot \left[e^{-a_{ik}^{(s)} L^{(s)}} - \cos(b^{(s)} \cdot L^{(s)}) \right] \right\} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned}
H_{XPM,P}^{SPM(s)}(\omega) = & -\frac{8 \cdot b^{(s)}}{(\alpha^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \cdot (\gamma^{(s)})^2 \bar{P}_{i,1}^2(0) \cdot \left\{ \frac{1}{(c_{ik}^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \left[b^{(s)} \cdot \cos(b^{(s)}L^{(s)} - 2\theta^{(s)}) - c_{ik}^{(s)} \cdot \text{sen}(b^{(s)}L^{(s)} - 2\theta^{(s)}) - \right. \right. \\
& \left. \left. - e^{-c_{ik}^{(s)}L^{(s)}} \cdot (b^{(s)} \cdot \cos(2\theta^{(s)}) + c_{ik}^{(s)} \cdot \text{sen}(2\theta^{(s)})) \right] - e^{-\alpha^{(s)}L^{(s)}} \left[\text{sen}(2\theta^{(s)}) \cdot \frac{1 - e^{-a_{ik}^{(s)}L^{(s)}}}{a_{ik}^{(s)}} - \right. \right. \\
& \left. \left. - \sqrt{(\alpha^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \cdot \text{sen}(\theta^{(s)}) \cdot \frac{1 - e^{-a_{ik}^{(s)}L^{(s)}} - a_{ik}^{(s)}L^{(s)}}{(a_{ik}^{(s)})^2} \right] \right\}
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Da mesma forma, tem-se que a função de transferência $H_{XPM,\phi}^{(s)}(\omega)$ é:

$$H_{XPM,\phi}^{(s)}(\omega) = H_{XPM,\phi}^{GVD(s)}(\omega) + H_{XPM,\phi}^{SPM(s)}(\omega) \tag{3.33}$$

Em que as contribuições associadas à GVD e à SPM são calculadas por [15]:

$$H_{XPM,\phi}^{GVD(s)} = -\frac{2\gamma^{(s)}}{(a_{ik}^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \cdot \left\{ b^{(s)} \cdot \text{sen}(b^{(s)} \cdot L^{(s)}) - a_{ik}^{(s)} \cdot \left[e^{-a_{ik}^{(s)}L^{(s)}} - \cos(b^{(s)} \cdot L^{(s)}) \right] \right\} \tag{3.34}$$

$$\begin{aligned}
H_{XPM,\phi}^{SPM(s)}(\omega) = & -\frac{4 \cdot b^{(s)}}{(\alpha^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \cdot (\gamma^{(s)})^2 \bar{P}_{i,1}^2(0) \cdot \left\{ \frac{1}{(c_{ik}^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \left[c_{ik}^{(s)} \cos(b^{(s)}L^{(s)} - 2\theta^{(s)}) + b^{(s)} \cdot \text{sen}(b^{(s)}L^{(s)} - 2\theta^{(s)}) - \right. \right. \\
& \left. \left. - e^{-c_{ik}^{(s)}L^{(s)}} \cdot (c_{ik}^{(s)} \cdot \cos(2\theta^{(s)}) - b^{(s)} \cdot \text{sen}(2\theta^{(s)})) \right] - e^{-\alpha^{(s)}L^{(s)}} \left[\cos(2\theta^{(s)}) \cdot \frac{1 - e^{-a_{ik}^{(s)}L^{(s)}}}{a_{ik}^{(s)}} - \right. \right. \\
& \left. \left. - \sqrt{(\alpha^{(s)})^2 + (b^{(s)})^2} \cdot \cos(\theta^{(s)}) \cdot \frac{1 - e^{-a_{ik}^{(s)}L^{(s)}} - a_{ik}^{(s)}L^{(s)}}{(a_{ik}^{(s)})^2} \right] \right\}
\end{aligned} \tag{3.35}$$

3.3.3 Determinação da Matriz de Transferência dos Canais de Bombeio

Na Eq. (3.14), o termo $C_{k,eq}^{(s)}(\omega)$ representa uma matriz (2x2) que inclui os efeitos de GVD e SPM no andamento do canal de bombeio. Para contabilizar essa distorção do canal de bombeio nesse modelo analítico, é assumido que a sua envolvente é alterada pela GVD e SPM de enlace para enlace. Seja $S_b^{(s)}(\omega)$ o vetor sinal do canal de bombeio onde o primeiro elemento ($P_b^{(s)}(\omega)$) é a transformada de *Fourier* da potência, e o segundo elemento ($\phi_b^{(s)}(\omega)$) é a transformada de *Fourier* da fase à entrada do enlace s . Logo, $S_b^{(s)}(\omega)$ é calculado através do

produto do vetor sinal do canal de bombeio à entrada do primeiro enlace, pelo atraso de propagação e pelas matrizes de conversão.

$$S_b^{(s)}(\omega) = \begin{bmatrix} P_b^{(s)}(\omega) \\ \phi_b^{(s)}(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \prod_{l=1}^{s-1} d_b^{(l)}(\omega) \end{bmatrix} \cdot C_{k,eq}^{(s)}(\omega) \cdot S_b^{(1)}(\omega) \quad s > 1 \quad (3.36)$$

Este processo se assemelha ao utilizado para a determinação do andamento do vetor sinal do canal sonda, mas com a diferença de não incluir a influência de XPM. Além disso, o calculo da matriz de conversão $C_{k,eq}^{(s)}(\omega)$ se difere da maneira de se obter $C_{eq}^{(s)}(\omega)$. Nesta última matriz de conversão se faz o produto das matrizes equivalentes aos trechos de fibra (TF e DCF) que o canal sonda ainda irá percorrer, enquanto que na $C_{k,eq}^{(s)}(\omega)$ se faz o produto das matrizes que o canal de bombeio já percorreu como mostra a Eq.(3.37):

$$C_{k,eq}^{(s)}(\omega) = \prod_{l=1}^{s-1} [C_k^{C(l)}(\omega) \cdot C_k^{TF(l)}(\omega)] \quad (3.37)$$

Com todos os termos da Eq. (3.14) descritos, pode-se finalmente calcular a função de transferência do modelo linear equivalente da modulação de intensidade do canal i induzida por XPM devido ao canal k gerada no enlace s .

3.4 Determinação da Variância Normalizada

Com todas as ferramentas descritas neste capítulo, é possível calcular a degradação que o sinal transmitido sofre ao percorrer o caminho óptico. Para isso é utilizada a Eq. (3.14) onde os seus termos são representados por (3.19), (3.20), (3.29) e (3.37). Portanto, está se considerando os efeitos de XPM-GVD-SPM sobre o canal sonda. Em [15] foi apresentado um método para estimar a penalidade de potência induzida por XPM em sistemas IM-DD, que é definida como a razão entre a potência média requerida na entrada do receptor com e sem a degradação de XPM para um dado fator Q [23].

Para cálculo da Eq. (3.1), a Densidade Espectral de Potência é dada por (A.2) descrita no Apêndice A, a função de Transferência do modelo linear equivalente por (3.14) e a função de transferência do filtro elétrico no receptor, aqui representado por um filtro de Bessel, por (B.1) descrita no Apêndice B.

Em [15], esse modelo analítico foi validado por simulações numéricas de acordo com o sistema de transmissão apresentado na Fig. 3.6. A fibra de transmissão (TF) tem comprimento L com parâmetro de dispersão D_s , seguida por uma fibra de compensação de dispersão (DCF). O comprimento dos segmentos de DCF (L_C), com parâmetro de dispersão D_C , é ajustado de acordo com a dispersão residual por seção D_u , com exceção da última que é ajustada de acordo com a dispersão residual total acumulada D_{res} . Sendo assim, tem-se que:

$$L_C^{(s)} = \begin{cases} \frac{D_u^{(s)} - (L^{(s)} \cdot D_s^{(s)})}{D_C^{(s)}} & \text{para } s < N \\ \frac{(D_{res} - (N-1)D_u^{(s)}) - L^{(N)} \cdot D_s^{(N)}}{D_C^{(N)}} & \text{para } s = N \end{cases} \quad (3.38)$$

A Fig. 3.8 apresenta a dependência da variância normalizada com a potência média de entrada do canal sonda para uma potência média de entrada do canal de bombeio de 8 *dBm*. Compensação total de dispersão em linha é considerada, o $\Delta\lambda = 0.4 \text{ nm}$ é assumido, assim como D_{res} de 0 e 400 *ps/nm*. O sistema simulado consiste de 4 enlaces de 80 *km* de fibras SSMF, como TF, cada uma seguida de DCF. Os parâmetros das fibras estão especificados na Tabela 3.1 A taxa de transmissão assumida é de 10 *Gb/s* com sinal NRZ (*Non-Return to Zero*). Nessa figura fica clara a forte dependência da variância com relação à potência de entrada do sonda. Isso resulta da influência da SPM no canal sonda [15], que depende fortemente da D_{res} , e se torna notável com potências acima de 5 *dBm*, para o caso de $D_{res} = 0 \text{ ps/nm}$.

Tabela 3.1 - Tabela contendo os parâmetros das fibras de transmissão e compensadoras

| Parâmetro | SSMF | NZDSF | DCF |
|-----------|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| L | - | - | - |
| α | 0.22 <i>dB/km</i> | 0.21 <i>dB/km</i> | - |
| γ | 1.37 $W^{-1} \cdot km^{-1}$ | 1.5 $W^{-1} \cdot km^{-1}$ | - |
| D_s | 17 <i>ps/(nm . km)</i> | 2.9 <i>ps/(nm . km)</i> | -85 <i>ps/(nm . km)</i> |
| Slope | 70 <i>fs/(km . nm²)</i> | 70 <i>fs/(km . nm²)</i> | 90 <i>fs/(km . nm²)</i> |

Já para valores altos de D_{res} , a interação entre GVD e SPM pode fazer com que a variância normalizada diminua com o aumento da potência do sonda. Contudo, quando essa potência ultrapassa certo limite, a penalidade começa a crescer rapidamente, como pode ser visto para o caso de $D_{res} = 400 \text{ ps/nm}$.

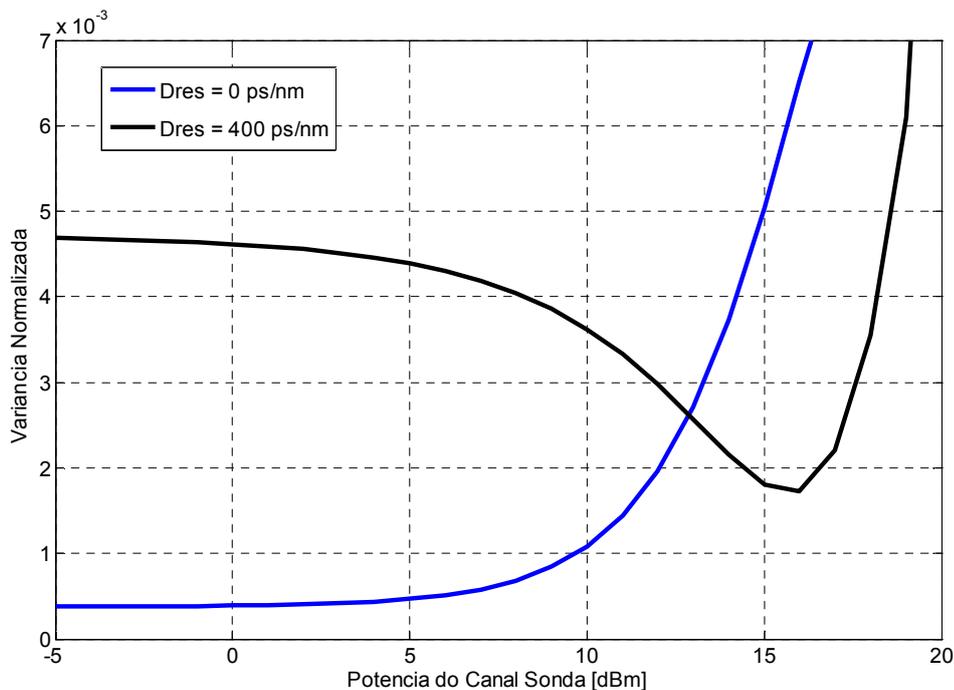


Fig. 3.8 - Dependência da variância normalizada com a potência média de entrada do canal sonda para um valor fixo de potência média de entrada do canal de bombeio de 8 dBm

A dependência da variância normalizada (σ_n^2) com relação à dispersão residual (D_{res}) é mostrada na Fig. 3.9. O sistema simulado consiste em 4 enlaces com fibras de transmissão NZ-DSF (*Nonzero-Dispersion Shifted Fiber*) de 50 km cada, seguidas por fibras DCF. Os parâmetros das fibras estão na Tabela 3.1. O espaçamento entre os canais de bombeio e o sonda é de $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$, e as potências médias à entrada da fibra são de 6 e 0 dBm , respectivamente. A potência atribuída ao canal sonda foi feita de forma a suprimir a influência de SPM. Note que para $D_{res} = 630 \text{ ps/nm}$ a degradação máxima de XPM ocorre quando a dispersão por enlace é de $D_u = 0 \text{ ps/nm}$. Já para o caso de $D_{res} = 30 \text{ ps/nm}$ ocorre o contrário, a degradação é mínima. Esses resultados mostram que a dispersão residual em linha pode reduzir σ_n^2 devido à falta de alinhamento das contribuições de XPM gerada em cada enlace.

Esses benefícios estão fortemente ligados à D_{res} . A Fig. 3.8, assim como a Fig. 3.9, foram reproduzidas de acordo com [15].

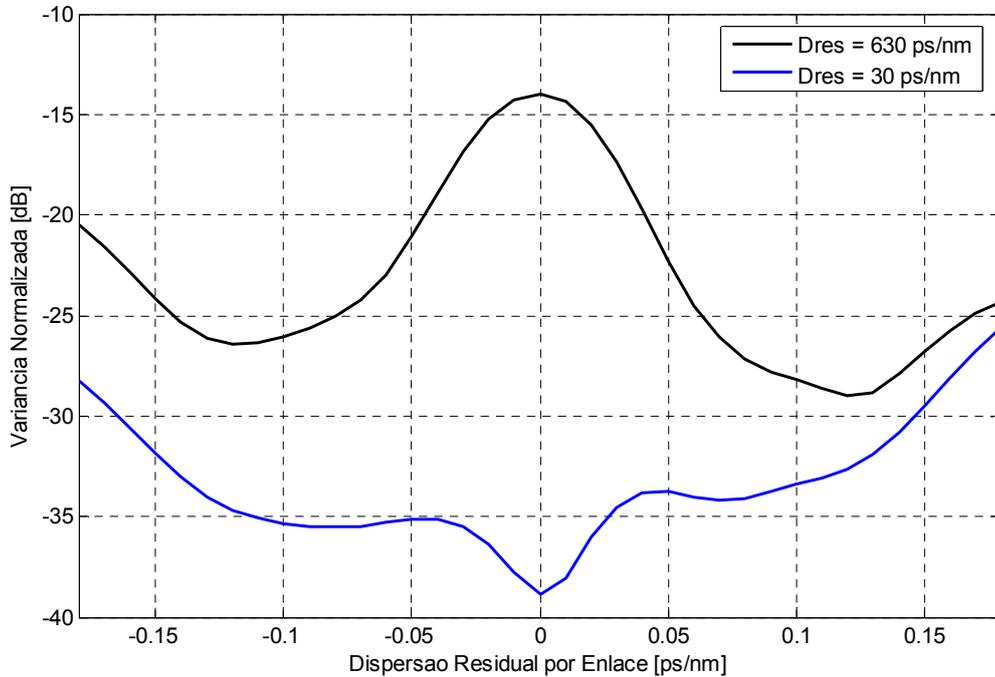


Fig. 3.9 - Dependência de σ_n^2 por D_u , para diferentes valores de D_{res} ; $\Delta\lambda = 0.8$ nm; $\bar{P}_b(0) = 6$ dBm e

$$\bar{P}_s(0) = 0$$
 dBm

3.5 Sumário

De posse desse modelo analítico, pode-se estimar a degradação sofrida pelo sinal ao longo de um dado caminho óptico. Porém, para aplicações em rede esse modelo deve sofrer algumas modificações, que são mostradas no Capítulo 6. Deve-se, desde já, destacar alguns pontos:

- Foi considerada transmissão do canal sonda como CW, o que impede a contribuição da GVD e SPM gerada pelo próprio sonda;
- Assume-se que os canais de bombeio e sonda percorrem todo o caminho óptico, ou seja, compartilham todos os mesmos enlaces. Isso é um agravante em se tratando de redes ópticas, pois pode acontecer de as conexões não partilharem todo o caminho óptico ou até mesmo partilharem mais de um enlace da rota em análise que não sejam consecutivos;

-
- Não se consegue separar a contribuição de cada enlace na degradação do sinal à entrada do receptor, o que é uma barreira para esquematizar um algoritmo de roteamento que leve em consideração os efeitos de XPM.

Essas observações serão tratadas nos Capítulos 6 e 7, onde, neste último, é apresentada uma proposta de CAC *on-line* baseada no modelo analítico bombeio-sonda aqui descrito. Já o Capítulo 4 apresenta uma metodologia para implementações de funções custo simplificadas para limitações da camada física. Fazendo-se as devidas modificações, o modelo bombeio-sonda se torna uma ferramenta importante para validação dessas funções custo, por se tratar de um modelo muito mais completo.

4 PROPOSTA DE FUNÇÃO CUSTO PARA LIMITAÇÕES DA CAMADA FÍSICA

Por mais que as funções do modelo analítico derivadas da Equação Não-Linear de *Schrödinger* sejam simplificadas, elas ainda demandam muito esforço computacional para o cálculo da degradação do sinal, o que torna também dispendioso o algoritmo para estabelecimento de uma conexão à rede. Daí a importância de modelos simples que representem bem os efeitos da camada física. O modelo *off-line* desenvolvido utiliza equações simplificadas que representam bem as penalidades obtidas pelo fechamento do diagrama de olho provindos da simulação de enlaces num sistema WDM. Inicialmente foi feita uma análise por um único enlace, para posteriormente aplicar a função custo proposta a sistemas WDM multi-enlaces. Com isso, neste capítulo forma-se a base para implementação de algoritmos de roteamento dinâmico, baseados em Dijkstra, com controle de admissão baseado no custo acumulado que é descrito no Capítulo 5.

4.1 Metodologia para Determinação de Funções Custos

A idéia principal das simulações é avaliar enlaces para se obter a penalidade de diagrama de olho sobre os canais devido ao efeito conjunto de GVD, XPM e SPM. Com isso, foi feita uma análise heurística de forma a atribuir pesos aos parâmetros que influenciam na penalidade. É bastante conhecido que efeitos não-lineares em fibras ópticas monomodo são fortemente dependentes do espaçamento e potência dos canais. Além disso, o comprimento da fibra óptica e a taxa de transmissão do sistema também têm influência sobre as penalidades causadas por estes efeitos [1]. Dessa forma, para que as funções custo sejam uma representação apropriada de efeitos não-lineares, é imprescindível que as mesmas possuam fatores que levem em conta tais parâmetros e, além disso, que encontre o seu grau de influência na degradação causada ao sistema.

Uma proposta de função custo é apresentada nessa seção de forma a ser incluída no algoritmo de RWA para verificar os impactos da camada física na probabilidade de bloqueio, que é uma medida importante no desempenho das redes ópticas em análise.

4.2 Sistema sem Compensação de Dispersão

Fibras SSMF's foram utilizadas com os seguintes parâmetros: atenuação de 0,25 dB/km, índice de refração não-linear da fibra de $2,45 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$, dispersão em 1550 nm de 17 ps/nm-km, inclinação da curva de dispersão cromática de 0,056 ps/nm²-km e área efetiva de $80 \times 10^{-12} \text{ m}^2$. As simulações foram feitas com uma taxa de transmissão de 10 Gb/s para seqüências de 128 bits (NRZ modulação externa). Os enlaces variam de 10 a 80 km, e consideramos, até 7 canais compartilhando o enlace. Embora o modelamento utilizado contemple o efeito FWM, seu impacto no sistema é desprezível em virtude do alto valor de GVD da SSMF. A Fig. 4.1 mostra o esquema do sistema WDM simulado. O método de *Split-Step Fourier* é usado para resolver a Equação Não-Linear de *Schrödinger* [1], com campo elétrico do conjunto de canais do sistema WDM, ao invés do sistema de equações acopladas.

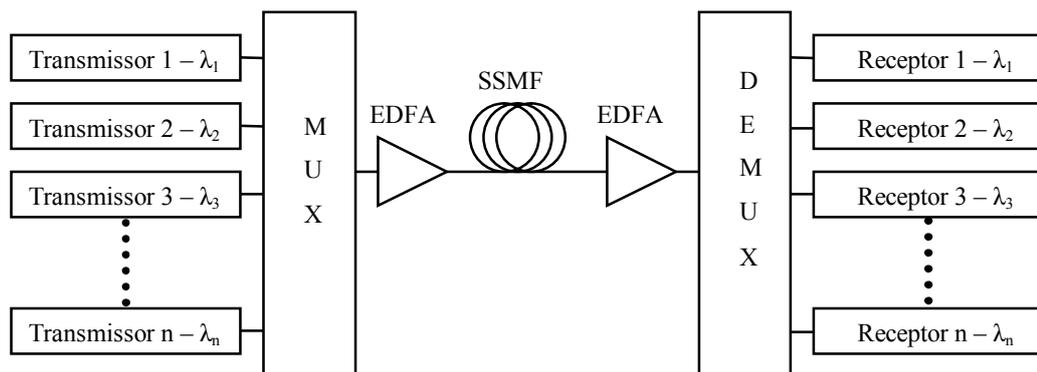


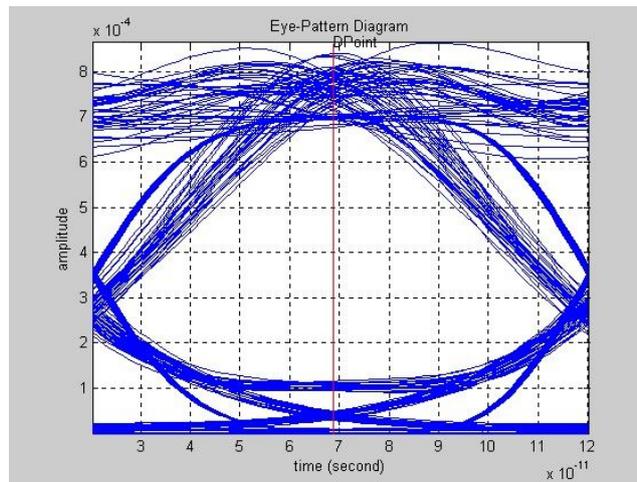
Fig. 4.1 - Configuração do sistema WDM com um enlace

Os parâmetros de espaçamento entre canais, potência por canal e taxa de transmissão foram considerados fixos para um dado cenário de rede, já que para um dado sistema WDM essas características geralmente não variam. Entretanto, os parâmetros escolhidos arbitrariamente para obtenção dos resultados foram: i) comprimento da fibra percorrido por um caminho óptico, já que cada enlace pode ter um tamanho diferente; ii) número de canais transmitidos simultaneamente em cada enlace, já que este varia no tempo de acordo com o atendimento e finalizações das requisições na rede.

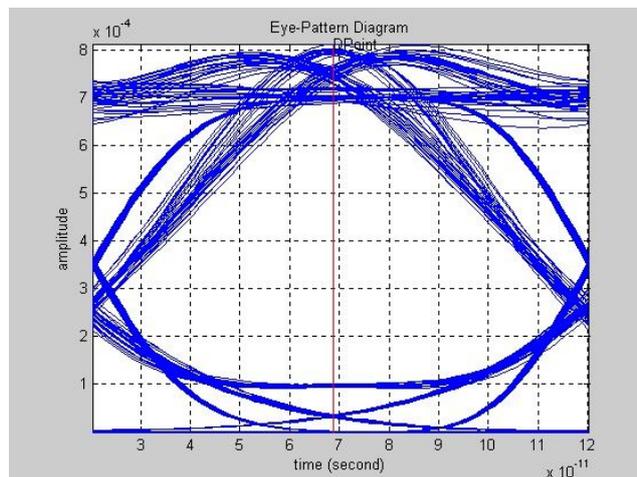
Com os vários resultados simulados para as diferentes situações, as penalidades foram obtidas por meio do fechamento do diagrama de olho em relação à situação “back to

back”. Como já foi dito, diagrama de olho é a representação em uma janela de tempo correspondente a um intervalo de bit do sinal que está sendo transmitido.

Na Fig. 4.2 são mostrados diagramas de olho para a situação de 10 dBm de potência por canal, comprimento da fibra de 50 km , taxa de bits de 10 Gb/s e sistema WDM com 5 canais co-propagantes. Pode-se notar que a presença de ruído é bem maior para o caso de espaçamento entre canais de 50 GHz ou 0.4 nm mostrado na Fig. 4.2(a), que para o caso de 100 GHz ou 0.8 nm mostrado na Fig. 4.2(b).



(a)



(b)

Fig. 4.2 - Comparação do diagrama de olho entre a entrada e a saída para um sistema WDM com 5 canais, 10 dBm de potência por canal, 10 Gb/s e 50 km de fibra; (a) Espaçamento entre canais de 50 GHz e (b) Espaçamento entre canais de 100 GHz

Com as penalidades obtidas para os diversos cenários de sistemas WDM foram feitas análises dos resultados visando verificar quais parâmetros, como potência, espaçamento, taxa de transmissão e comprimento da fibra, que causavam maior degradação do sinal. Várias tentativas de funções custos empíricas foram feitas até se conseguir uma que representasse bem o efeito de degradação do sinal. A equação empírica proposta para ser implementada na variável custo é dada pela Eq. (4.1):

$$C = 0,6F_{\text{espaçamento}} (F_{\text{potência}} + F_{\text{canais}}) + 0,2F_{\text{comp_fibra}} + 0,2F_{\text{taxa}} \quad (4.1)$$

Em que, $F_{\text{espaçamento}}$ é o fator responsável pela inclusão da influência do espaçamento entre os canais e, de forma similar, $F_{\text{potência}}$ refere-se à potência dos canais, F_{canais} considera a utilização dos canais vizinhos em relação ao canal que está sendo analisado, $F_{\text{comp_fibra}}$ considera o comprimento da fibra e F_{taxa} que depende da taxa de transmissão.

O fator F_{canais} , como já foi dito, depende da disposição dos canais vizinhos e sua concepção foi feita baseada no fato de que a penalidade imposta sobre um canal pode ser desprezada se o seu interferente está numa distância superior a um certo valor [24]. Tem-se 3 regiões de interesse, como pode ser visto na Fig. 4.3. Considerando que o sistema WDM simulado tenha um espaçamento entre canais de 50 GHz (100 GHz ou 200 GHz), a região 1 contém os canais que estão espaçados de 50 GHz (100 GHz ou 200 GHz) do canal analisado, a região 2 contém os canais que estão espaçados de 100 GHz (200 GHz ou 400 GHz) do canal analisado e a região 3 contém os canais que estão espaçados de 150 GHz (300 GHz ou 600 GHz) do canal analisado. Os canais que não se encontrarem em nenhuma dessas três regiões citadas, não influenciarão na variável “custo” proposta. Portanto, existem 3^3 combinações possíveis de utilização dos enlaces, ou seja, 3^3 valores de F_{canais} .



Fig. 4.3 - Regiões a serem consideradas para a determinação do Fator canais

Baseando-se nos valores de penalidades obtidos para os diversos cenários de rede, os pesos atribuídos na Eq. (4.1) foram ajustados empiricamente e definidos conforme Tabelas 4.1-4.5. Esses valores dos pesos foram validados pelo fato de produzirem uma alta correlação

entre as penalidades obtidas nas simulações e o custo obtido com a Eq. (4.1), como será mostrado mais adiante.

Tabela 4.1 - Pesos Relativos ao Espaçamento entre os canais

| Fator de Espaçamento | |
|---------------------------------------|--------------------------------|
| Espaçamento entre canais (GHz) | F_{espaçamento} |
| 50 | 1,0 |
| 100 | 0.8 |
| 200 | 0.4 |

Tabela 4.2 - Pesos Relativos à Potência dos canais

| Fator Potência | |
|-----------------------|-----------------------------|
| Potência (dBm) | F_{potência} |
| 0 | 0.3 |
| 7 | 0.7 |
| 10 | 1.0 |

Tabela 4.3 - Pesos relativos ao comprimento da fibra

| Fator Comprimento de Fibra | |
|-----------------------------------|-------------------------------|
| Comprimento da Fibra (km) | F_{comp_fibra} |
| L | L/10 |

Tabela 4.4 - Pesos relativos à taxa de transmissão

| Fator Taxa | |
|--------------------|-------------------------|
| Taxa (Gb/s) | F_{taxa} |
| T | T/100 |

Tabela 4.5 - Pesos relativos à ocupação dos canais vizinhos

| Fator Canal | | | |
|-------------|----------|----------|---------------------|
| Região 1 | Região 2 | Região 3 | F_{canais} |
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0.01 |
| 0 | 0 | 2 | 0.02 |
| 0 | 1 | 0 | 0.05 |
| 0 | 1 | 1 | 0.1 |
| 0 | 1 | 2 | 0.11 |
| 0 | 2 | 0 | 0.15 |
| 0 | 2 | 1 | 0.2 |
| 0 | 2 | 2 | 0.21 |
| 1 | 0 | 0 | 0.5 |
| 1 | 0 | 1 | 0.52 |
| 1 | 0 | 2 | 0.53 |
| 1 | 1 | 0 | 0.55 |
| 1 | 1 | 1 | 0.57 |
| 1 | 1 | 2 | 0.58 |
| 1 | 2 | 0 | 0.65 |
| 1 | 2 | 1 | 0.68 |
| 1 | 2 | 2 | 0.69 |
| 2 | 0 | 0 | 0.6 |
| 2 | 0 | 1 | 0.62 |
| 2 | 0 | 2 | 0.63 |
| 2 | 1 | 0 | 0.75 |
| 2 | 1 | 1 | 0.77 |
| 2 | 1 | 2 | 0.78 |
| 2 | 2 | 0 | 0.8 |
| 2 | 2 | 1 | 0.83 |
| 2 | 2 | 2 | 0.84 |

Com relação a Tabela 4.5, que representa os pesos para o F_{canais} , cada região pode assumir 3 valores: 0 representa que nenhum canal na região está ativado; 1 representa que apenas um canal dos dois possíveis da região está ativado; e 2 representa que os dois canais da região estão ativados.

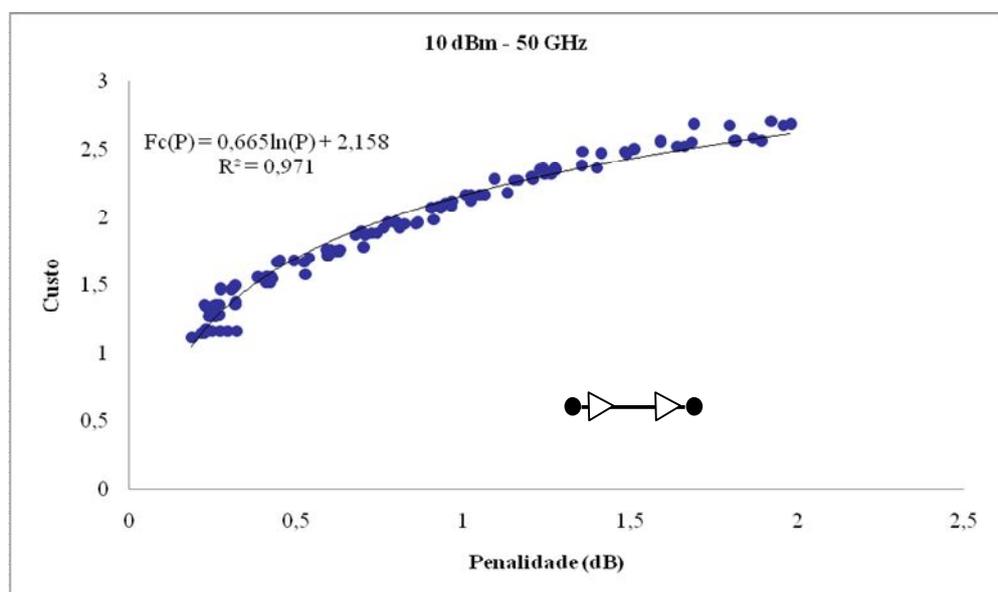
A relação entre penalidades de um único enlace e múltiplos enlaces é fundamental para extrapolarmos a análise de enlace proposta para RWA/CAC em redes ópticas transparentes. O objetivo é utilizar o acúmulo de custo como procedimento para seleção da melhor rota disponível ao longo da rede por meio de uma simplificação da degradação do sinal.

4.2.1 Enlace Único

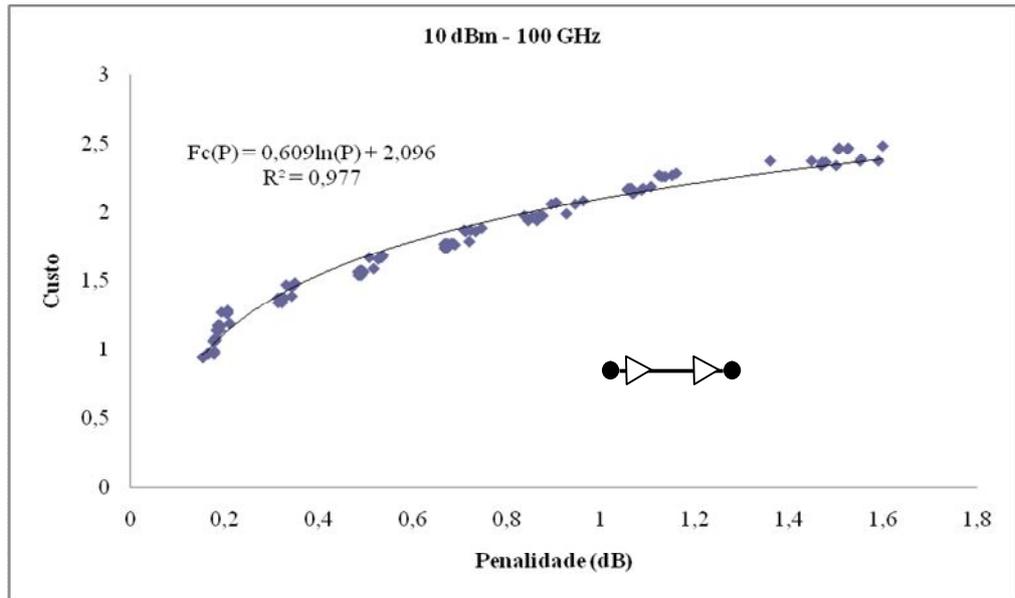
A Fig. 4.4 mostra os gráficos de correlação para diferentes situações. Os pontos desses gráficos são alocados no plano X-Y da seguinte forma: a abscissa é o valor da penalidade obtida por análise de fechamento do diagrama de olho para uma dada situação (“n” número de canais se propagando simultaneamente, com um espaçamento “E GHz” entre canais, potência de “P dBm” para cada canal, a uma taxa de transmissão de “T Gb/s” e a uma distância de “L km”). A ordenada, por sua vez, é o valor do custo calculado de acordo com a Eq. (4.1) utilizando os mesmos parâmetros do sistema WDM simulado.

Além disso, o tamanho dos enlaces variam de 10 a 80 km e o número de comprimentos de ondas utilizados varia da 0 a 7. Observe que para todos os casos simulados, existe uma forte correlação (R^2 acima de 0,9) entre as penalidades e os custos. Isso significa que dentro da faixa dos dados obtidos o fenômeno que está sendo estudado, nesse caso a penalidade, está bem representado pela Eq. (4.1). Para uma mesma abscissa (penalidade) quanto menor for à variação das ordenadas (custo), mais vinculadas estarão essas duas variáveis.

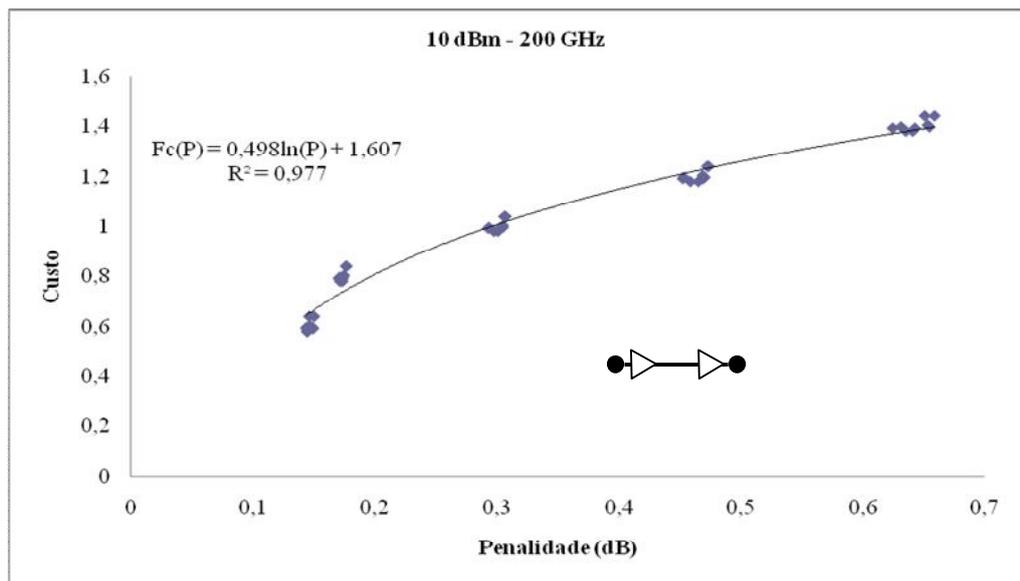
As curvas de tendências mostradas na Fig. 4.4 são importantes para o cálculo da restrição de QoS que será explicada no capítulo seguinte. Essas curvas de tendências são funções que relacionam os custos com as penalidades $f_c(P)$ e podem ser usadas para estimarem a degradação no sinal fim-a-fim em sistemas multi-enlaces por meio da equivalência do custo acumulado ao longo dos saltos e a penalidade de potência. Mas, antes disso, a função custo deve ser avaliada em cenários multi-enlaces.



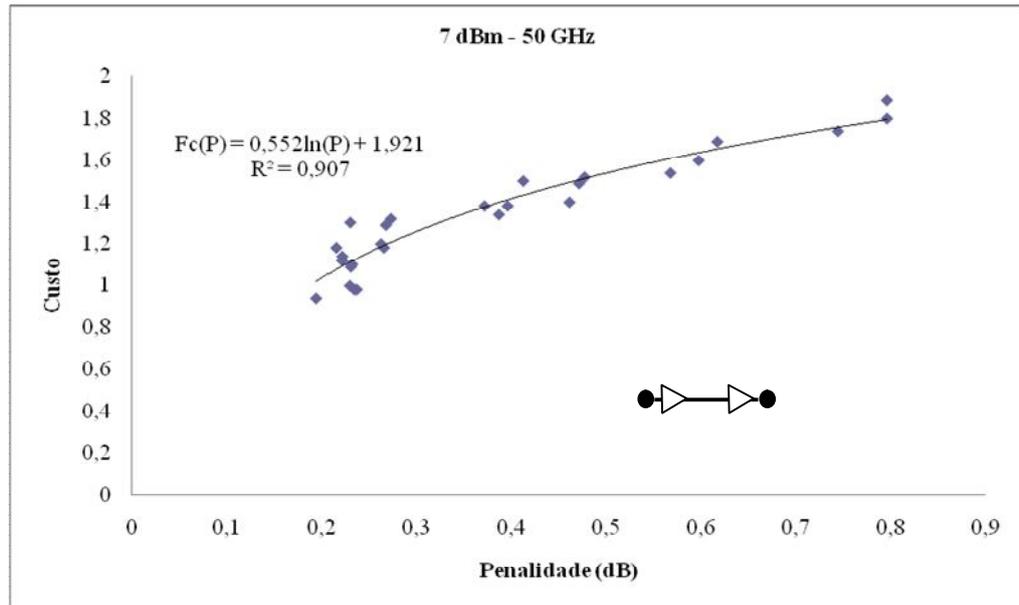
(a)



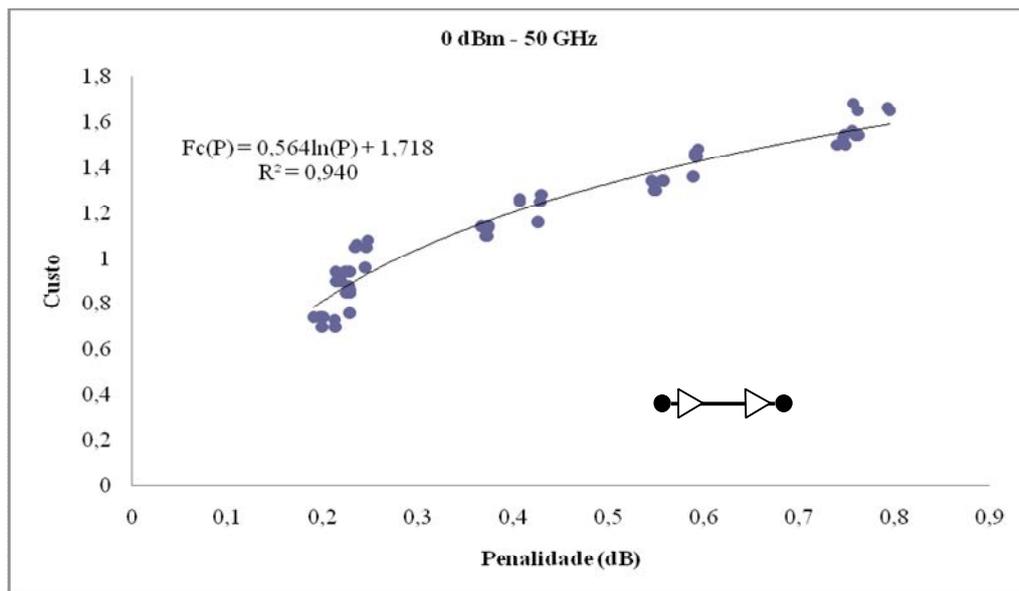
(b)



(c)



(d)



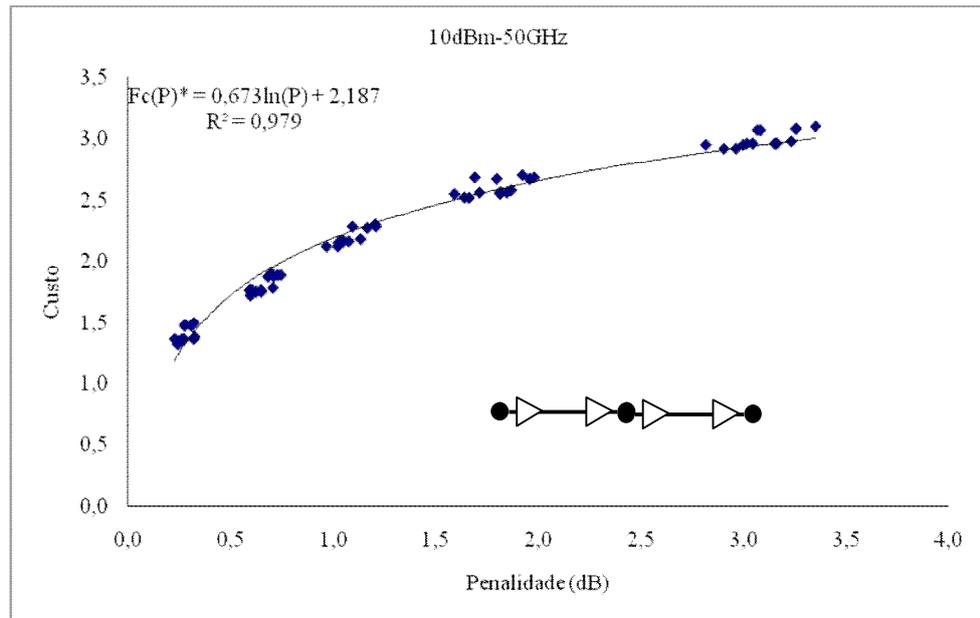
(e)

Fig. 4.4 - Custo x Penalidade para um único enlace a 10 Gb/s; (a) Espaçamento entre canais de 50 GHz e 10 dBm de potência por canal; (b) Espaçamento entre canais de 100 GHz e potência de 10 dBm por canal; (c) Espaçamento entre canais de 200 GHz e potência por canal de 10 dBm; (d) Espaçamento entre canais de 50 GHz e potência por canal de 7 dBm; e (e) Espaçamento entre canais de 50 GHz e potência por canal de 0 dBm

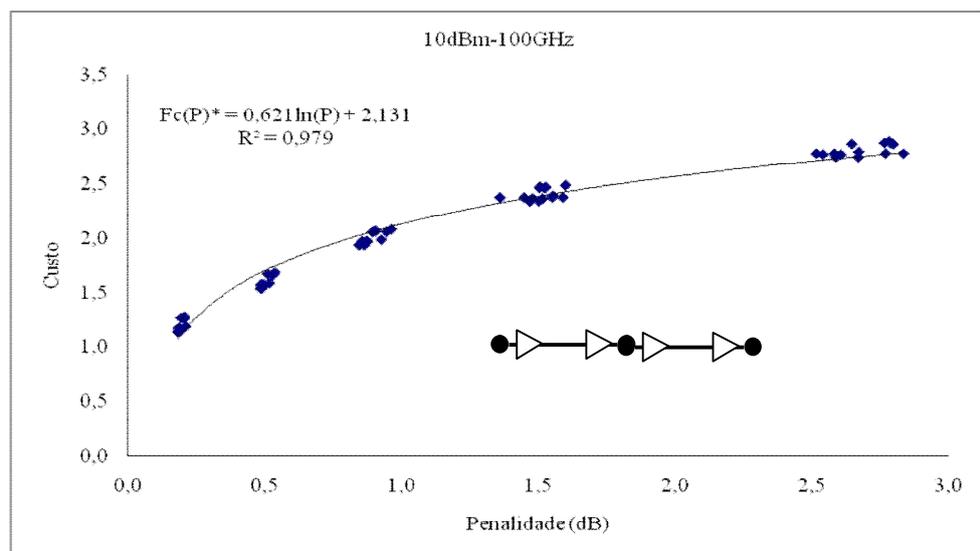
4.2.2 Multi-Enlaces

A Fig. 4.5 mostra os gráficos de correlação e as curvas de tendências para o caso de um sistema com 2 enlaces. O comprimento total da rede, nesse caso, varia de 20 a 100 km,

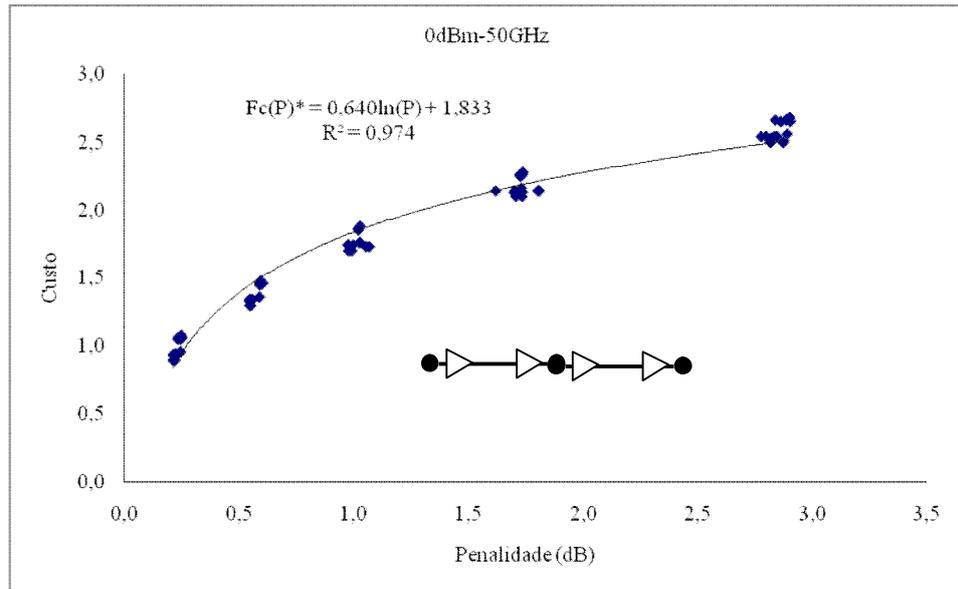
enquanto que para o caso de um sistema com 4 enlaces, também mostrado na Fig. 4.5, o tamanho total da rede varia de 10 a 100 km. O número de canais ativos, assim como no caso de um único enlace, varia de 0 a 7. Nota-se que para multi-enlaces as curvas de tendências também apresentam uma alta correlação e são funções logarítmicas simples. Portanto, a função custo pode ser usada tanto para sistema multi-enlaces como para um único enlace.



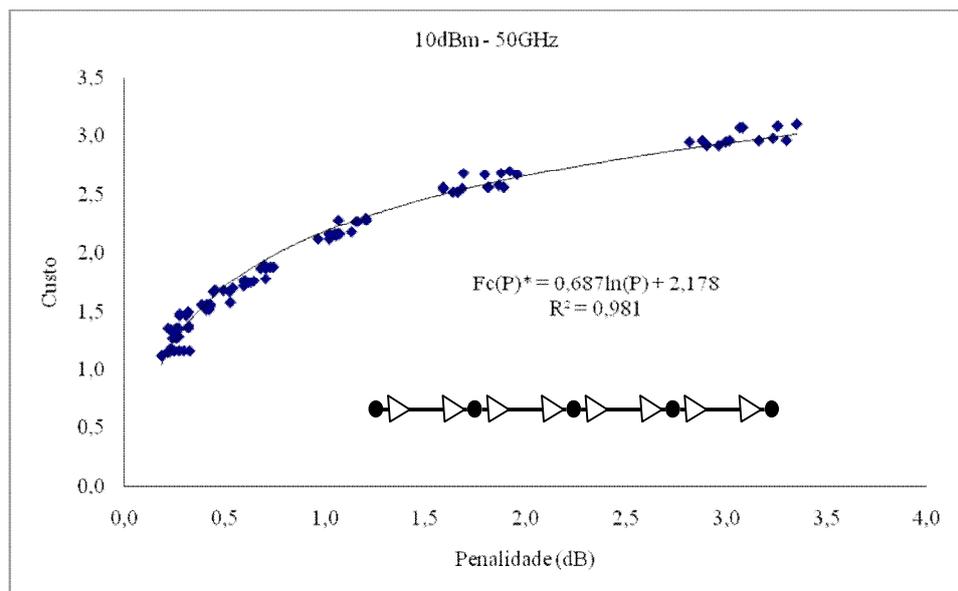
(a)



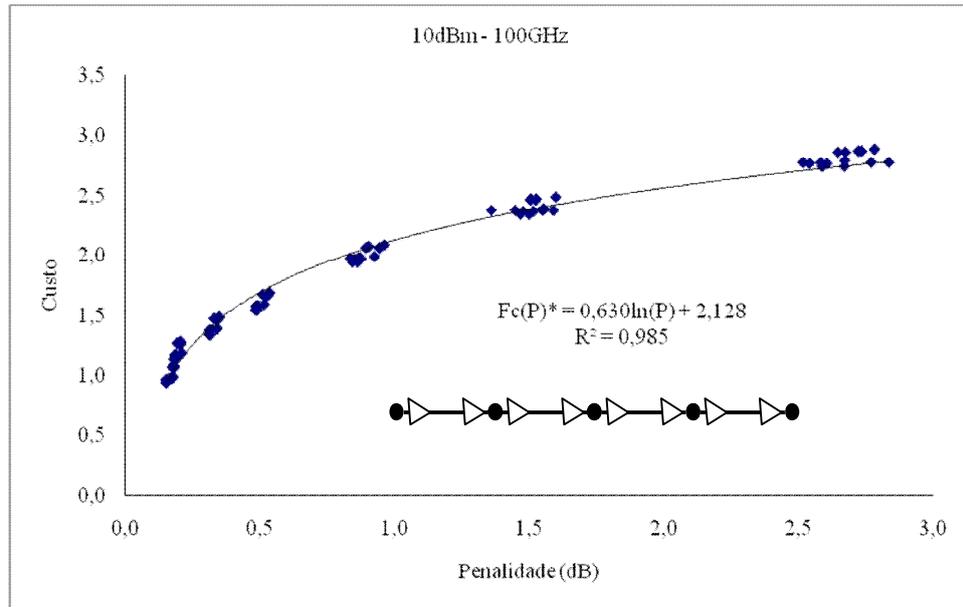
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 4.5 - Custo x Penalidade multi-enlaces para múltiplos enlaces a 10 Gb/s; (a) Espaçamento entre canais de 50 GHz com potência por canal de 10 dBm e 2 enlaces; (b) Espaçamento entre canais de 100 GHz com potência por canal de 10 dBm e 2 enlaces; (c) Espaçamento entre canais de 50 GHz com potência por canal de 0 dBm e 2 enlaces; (d) Espaçamento entre canais de 50 GHz com potência por canal de 10 dBm e 4 enlaces; e (e) Espaçamento entre canais de 100 GHz com potência por canal de 10 dBm e 4 enlaces

4.2.3 Custo Acumulado e Penalidade Fim-a-Fim em Redes Construídas com Enlaces Únicos

Aqui será investigado se o custo acumulado representa apropriadamente penalidades fim-a-fim de uma rede multi-enlaces construídas com enlaces únicos. A Fig. 4.6 representa a equivalência analisada dos caminhos ópticos.

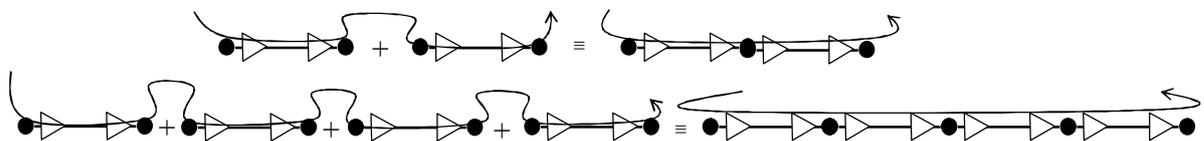


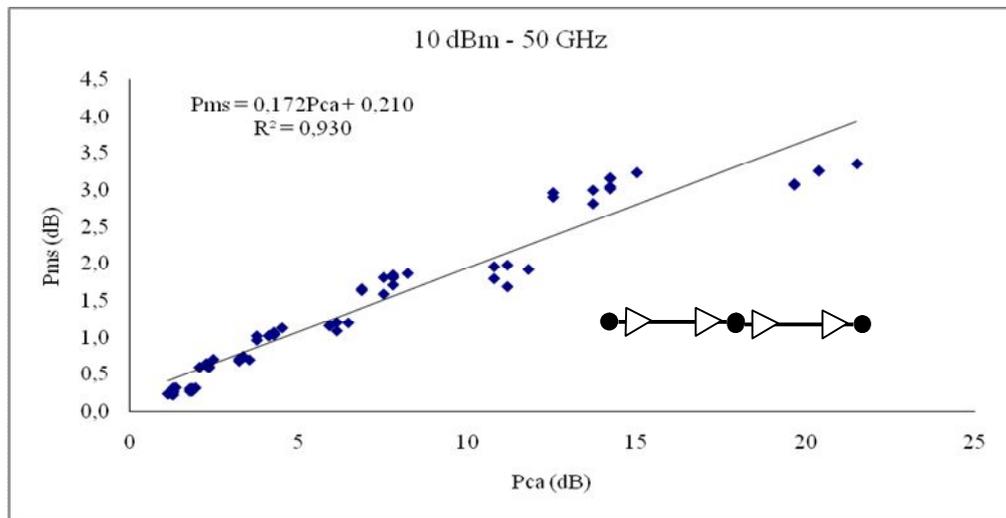
Fig. 4.6 - Processo de acúmulo de custo em H saltos

O custo acumulado através dos H saltos é transformado em valores de penalidade usando o inverso da curva de tendência $f_c(P)$ para sistemas de um único enlace, e é dada por:

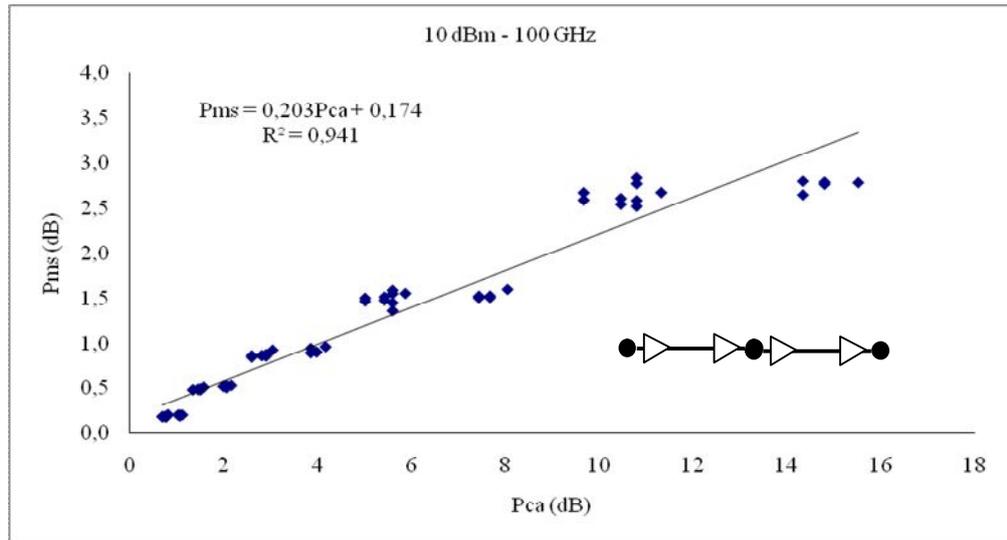
$$P_{ca} = f_c^{-1} \left(\sum_h C_h \right) \quad (4.2)$$

Como as curvas de tendências são funções logarítmicas, o custo acumulado resultará em um produto de penalidades individuais. Isso pode levar a uma análise muito pessimista. Tal conclusão pode ser tirada comparando-se as penalidades obtidas por simulações multi-enlaces, como mostrado na subseção anterior, com as penalidades obtidas por acúmulo da função custo proposta, de acordo com a Eq. (4.2). As discrepâncias de penalidades em *dB* podem ser observadas nos valores das ordenadas e abscissas dos gráficos da Fig. 4.7. Entretanto, um resultado mais próximo da realidade pode ser retirado da relação dos resultados de penalidades obtido para o caso multi-enlaces (P_{ms}) e os obtidos por meio do cálculo do custo acumulado (P_{ca}). A Fig. 4.7 apresenta os gráficos de dispersão para P_{ms} vs. P_{ca} . Uma relação linear $f_p(P_{ca})$ para cada cenário de rede permite a obtenção de valores mais realistas de penalidades fim-a-fim (P_T), e é dado por:

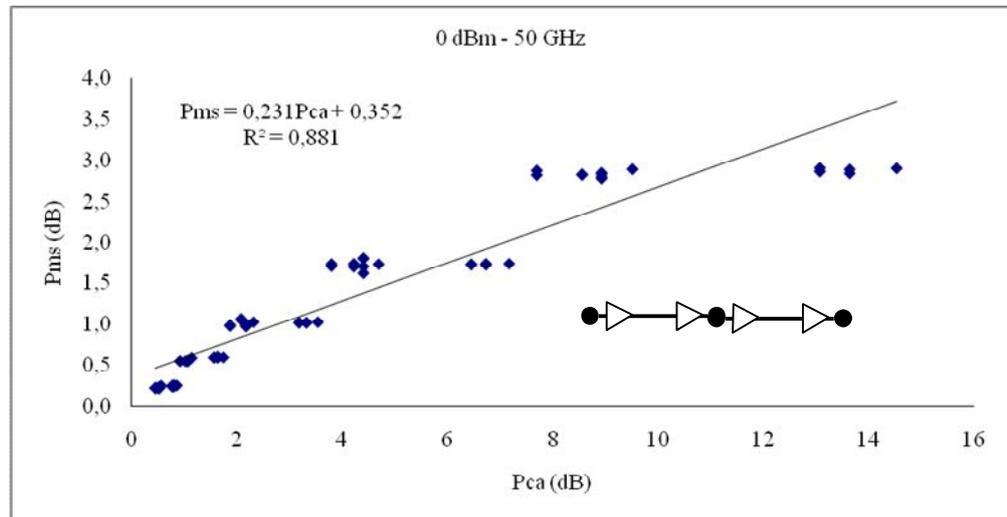
$$P_T = f_p(P_{ca}) \quad (4.3)$$



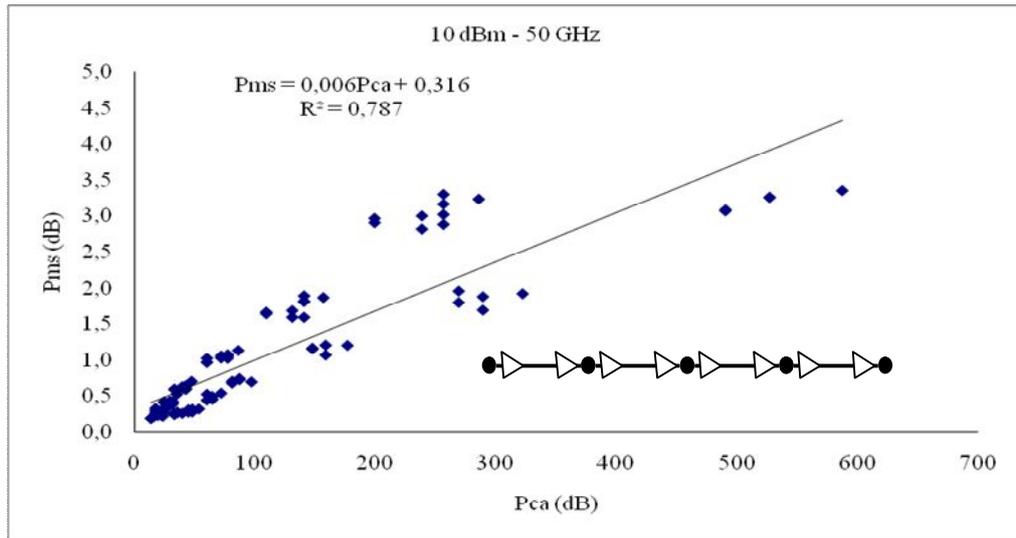
(a)



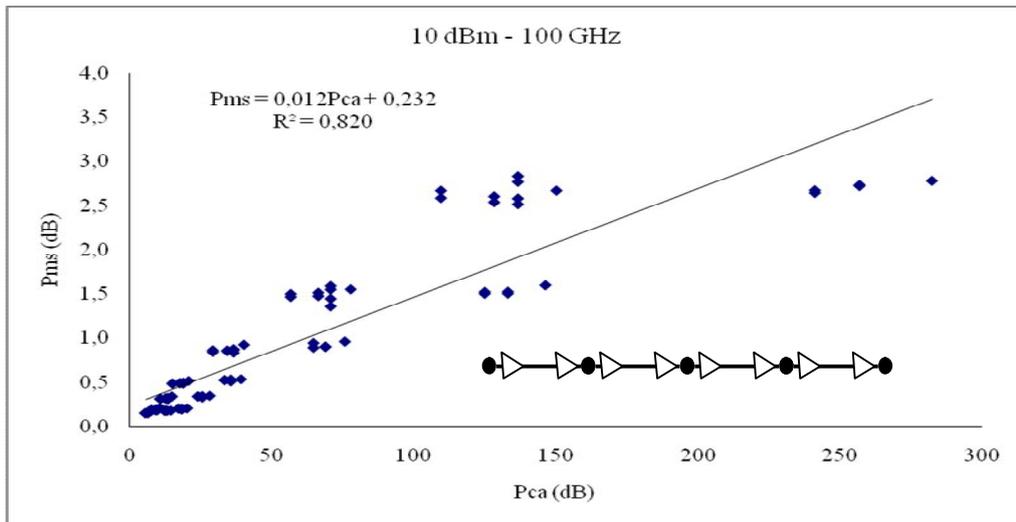
(b)



(c)



(d)



(e)

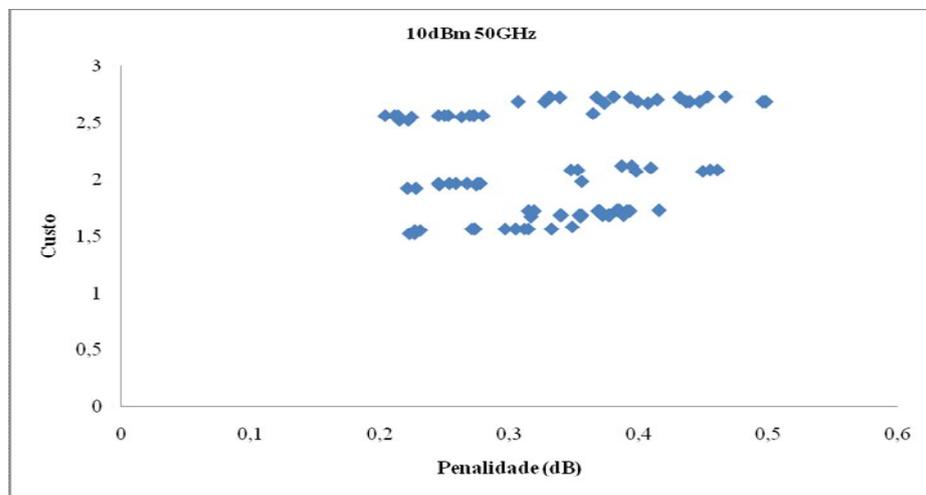
Fig. 4.7 - Gráfico de Dispersão de Penalidade por multi-enlaces (P_{ms}) x Penalidade por acúmulo de custo (P_{ca}); (a) Espaçamento entre canais de 50 GHz com potência por canal de 10 dBm e 2 enlaces; (b) Espaçamento entre canais de 100 GHz com potência por canal de 10 dBm e 2 enlaces; (c) Espaçamento entre canais de 50 GHz com potência por canal de 0 dBm e 2 enlaces; (d) Espaçamento entre canais de 50 GHz com potência por canal de 10 dBm e 4 enlaces; e (e) Espaçamento entre canais de 100 GHz com potência por canal de 10 dBm e 4 enlaces;

4.3 Sistemas com Compensação de Dispersão

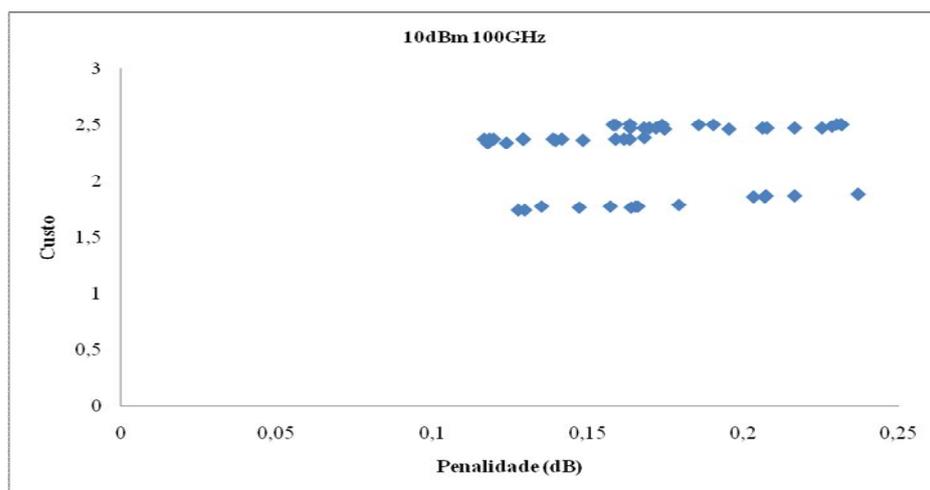
Tentou-se aplicar a função custo proposta na seção anterior a sistemas com compensação de dispersão, colocando-se uma fibra DCF ao fim dos enlaces. Foram simulados enlaces únicos com comprimentos de 30, 50 e 80 km, com pós-compensação completa. A

fibra DCF usada tem os seguintes parâmetros: $\alpha = 0.49 \text{ dB/km}$, $D_{\text{DCF}} = -103.4 \text{ ps}/(\text{nm.km})$, e $S_{\text{DCF}} = 0.2 \text{ ps}/(\text{nm}^2.\text{km})$.

Os resultados obtidos não mostraram as mesmas correlações obtidas para os sistemas sem compensação de dispersão. Isso pode ser observado na Fig. 4.8. Não foi possível sequer levantar curvas de tendências que representassem bem os resultados, devido ao fato de os pontos estarem bem espalhados nos gráficos. Isso realmente demonstra que as penalidades obtidas por simulação estão fracamente vinculadas aos custos calculados pela Eq. (4.1). Logo, esse processo não se mostrou viável para aplicação em sistemas WDM com compensação de dispersão.



(a)



(b)

Fig. 4.8 - Custo x Penalidade (dB) para um enlace com compensação de dispersão; (a) para o caso de 10 dBm de potência por canal e 50 GHz de espaçamento; (b) para 10 dBm de potência por canal e 100 GHz de espaçamento

4.4 Sumário

Neste capítulo foi mostrada uma proposta de função custo que, posteriormente, será aplicada no algoritmo de roteamento de redes. Primeiramente foram feitas simulações com um único enlace e obtidas as penalidades sofridas pelos canais. Baseado nesses valores de penalidades é que foi levantada a função custo empírica proposta. Tal função mostrou ter uma alta correlação, sendo essa expressa por funções logarítmicas bem simples.

Quando aplicada a sistemas WDM multi-enlaces, a função custo também apresentou alta correlação com as penalidades obtidas por simulação numérica. Porém, os níveis de penalidades atingiram patamares altos devido ao fato de o acumulo dos custos dos enlaces ter sido feito de maneira aditiva, ou seja, como se a penalidade gerada em cada enlace não tivesse tido influência dos enlaces já percorridos pelo sinal óptico. Daí o fato de, ao se calcular a penalidade resultante em um sinal que percorreu N enlaces através do acumulo da função custo, se converter esse valor em penalidades mais realistas.

A função custo proposta, baseada em simulações de enlaces únicos e multi-enlaces para sistemas sem compensação de dispersão, foi aplicada a sistemas totalmente pós-compensados de dispersão. Porém, os resultados obtidos nos gráficos de dispersão (Custo vs. Penalidade) de tais sistemas não foram nada satisfatórios, e, portanto, não foi possível a obtenção de curvas de tendências que expressassem bem a correlação entre Custo e Penalidade.

5 CAC/RWA BASEADO EM FUNÇÃO CUSTO *OFF-LINE*

Em se tratando de algoritmos de roteamento dinâmico em redes ópticas, os bloqueios das conexões devem ocorrer quando faltar recursos na rede para atendê-las, como falta de continuidade de comprimento de onda. Entretanto, de que adianta atender uma conexão com um caminho que não apresenta um bom nível de QoS óptico. Devido aos efeitos da camada física, ao chegar ao receptor o sinal pode estar extremamente degradado com alta taxa de erro de bits. Algumas aplicações podem não ser tolerantes a essa queda de desempenho, ou ainda, os recursos poderiam ser melhores utilizados por outras conexões que sofrem menor degradação. Por isso, os algoritmos de roteamento e atribuição de comprimento de onda (*Routing and Wavelength Assignment* – RWA) devem utilizar um Controle de Admissão de Conexão (CAC) para decidir se uma nova conexão deve ou não ser aceita na rede.

5.1 Introdução

As funções custo propostas do método de avaliação *off-line* foram inseridas no algoritmo de Dijkstra para a realização do melhor roteamento, neste caso, a rota com menos danos devido à XPM. O algoritmo de roteamento é baseado no princípio clássico de descobrir o menor custo acumulado entre os nós de origem e destino utilizando a função custo proposta no capítulo anterior para atribuir custos individuais aos enlaces. Depois de definida a rota é que o algoritmo de alocação de comprimento de onda irá atribuir um canal para a requisição, respeitando ainda o critério de menor impacto da camada física.

5.2 Descrição do Algoritmo *OFF-LINE* de CAC/RWA

Passo 1: o custo $C_{ij,w}$ para um dado comprimento de onda w disponível no enlace conectando o nó i ao nó j da rede (no instante da requisição) é calculado usando-se a Eq. (4.1);

Passo 2: o custo do enlace ij será então:

$$C_{ij} = \max(C_{ij,w}) \quad \forall \quad w \quad (5.1)$$

A escolha do pior caso é feita para evitar o uso de enlaces que já estão com níveis altos de penalidade, na tentativa de evitar que conexões ativas venham a ser prejudicadas pelo estabelecimento de novos caminhos compartilhando tais enlaces. O uso de rotas menos penalizadas pela camada física permite também uma melhor distribuição espacial do tráfego na rede.

Passo 3: a melhor rota, dentre as k possíveis entre os nós de origem e destino do caminho óptico, é aquela que apresentar o menor custo acumulado (C_R) através dos n saltos por meio da Eq. (5.2), onde n_k representa o número de saltos na rota k .

$$C_R = \min(C_k) = \min\left(\sum_{m=1}^{n_k} C_{ij}\right) \quad \forall \quad k \quad (5.2)$$

Passo 4: Agora, o comprimento de onda (canal) que será usado para a nova conexão terá que ser escolhido na rota C_R . Note que podem existir w comprimentos de onda disponíveis que atendem ao critério de continuidade. Dentre eles, será escolhido aquele que sofrer menor degradação do sinal devido à camada física. Portanto, o comprimento de onda selecionado ao longo da rota será aquele que possuir o custo final (C_F) dado por:

$$C_F = \min(C_{R,w}) \quad \forall \quad w \quad (5.3)$$

Passo 5: Entretanto, para que um pedido de requisição seja aceito, o controle de admissão necessita ainda verificar se a restrição de QoS é satisfeita, isto é, se a penalidade por fechamento de olho não excede níveis aceitáveis. Nesse caso, arbitrou-se uma penalidade máxima de 3 dB para um caminho óptico. Note que valores típicos de penalidade usada em enlaces (1 dB) seria muito severo para redes transparentes constituídas de enlaces de SSMF sem compensação de dispersão. A penalidade total é obtida P_T por intermédio da Eq. (5.4). O caminho óptico só será estabelecido se $P_T < 3$ dB e bloqueado caso contrário. Claramente, a

conexão também será bloqueada caso não exista um comprimento de onda contínuo entre origem e destino.

$$P_T = \begin{cases} f_c^{-1}(C_R) \text{ para } n_k = 1 \\ f_P(f_c^{-1}(C_R)) \text{ para } n_k > 1 \end{cases} \quad (5.4)$$

As seguintes considerações foram feitas para as simulações: taxa de bit de 10 Gb/s, 50 e 100 GHz de espaçamento entre canais, e até 10 comprimentos de onda por enlace. As expressões para o caso de 2 enlaces (visto nas Fig. 4.7) são adotados como $f_p(P_{ca})$ na Eq. (5.4).

O roteamento dinâmico sem considerar a camada física também é implementado para efeito de comparação. Esse algoritmo é denominado de “RWA cego”, isto é, não tem visibilidade do meio físico. Entretanto, a distribuição do tráfego na rede para o RWA cego é implementada. O custo dos enlaces, nesse caso, é dado pela relação inversa do número de comprimentos de onda (canais) disponíveis, Eq. (5.5). Essa função custo é utilizada no lugar da Eq. (5.1), e a atribuição do comprimento de onda é feita de maneira aleatória dentre os disponíveis e dentre os que obedecem ao critério de continuidade na rota selecionada.

$$C_{ij} = (\Omega_{ij} - \omega_{ij})^{-1} \quad (5.5)$$

Ω_{ij} representa o número total de comprimentos de onda no enlace ij , e ω_{ij} o número de comprimentos de onda que estão sendo usados no enlace no instante do pedido da requisição. Na Fig. 5.1 é apresentado o fluxograma do Algoritmo RWA levando em consideração a camada física.

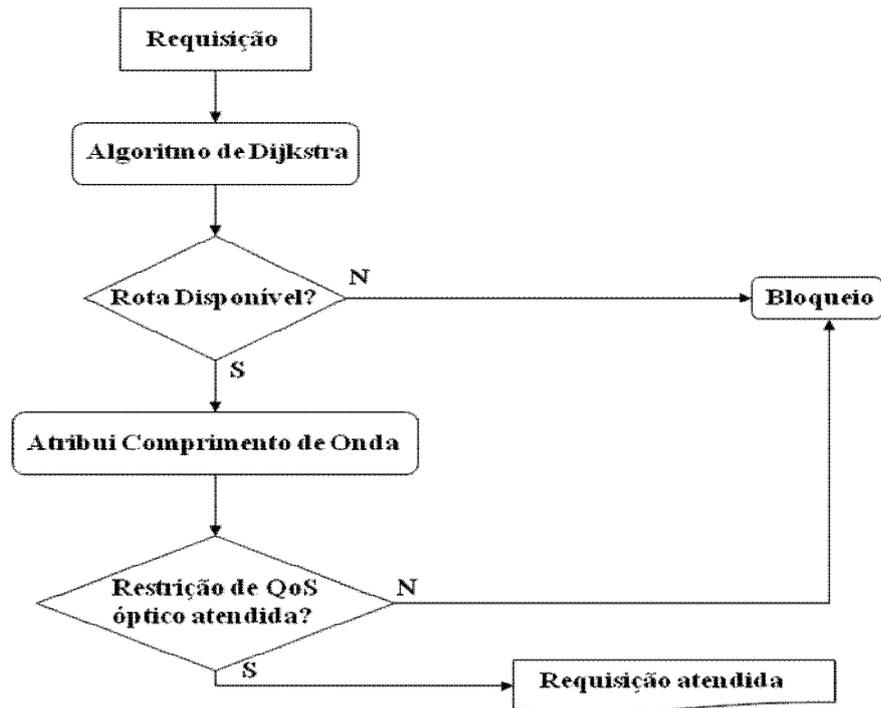


Fig. 5.1 - Fluxograma do Algoritmo RWA considerando a camada física

5.3 Topologias Físicas

As simulações apresentadas nesse capítulo foram feitas para três topologias de redes distintas denominadas Americana, Anel e Quadrada mostradas na Fig. 5.2. Tráfego uniforme foi adotado entre os nós. As requisições são enviadas para um plano de controle centralizado seguindo uma distribuição de *Poisson* com o tempo de duração seguindo uma distribuição exponencial. O tráfego total da rede, e não o tráfego por nó, é usado como parâmetro de carregamento da rede em *Erlangs*. A atenuação em cada enlace é compensada por amplificadores ópticos (sem ruído *ASE*) nos nós.

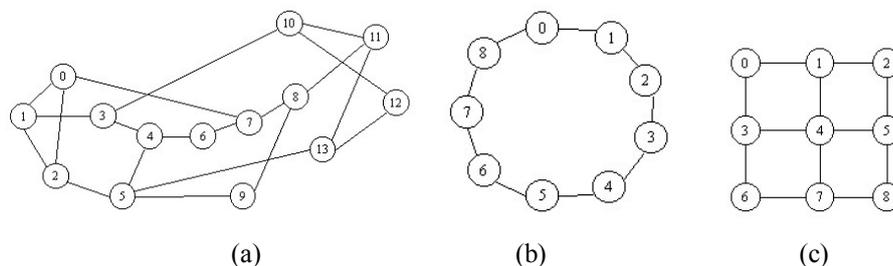
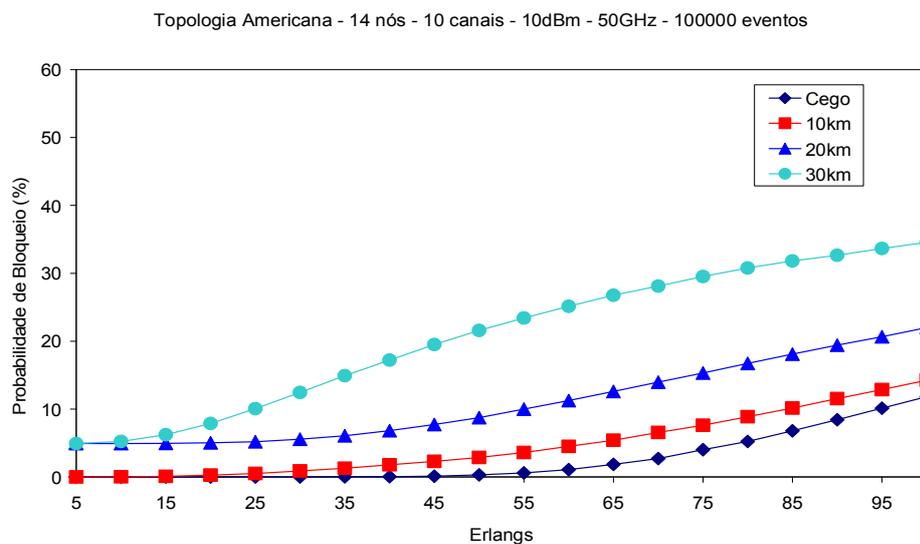


Fig. 5.2 - Topologia de Rede: (a) Americana com 14 nós; (b) Anel com 9 nós; e (c) Quadrada com 9 nós

Essas topologias de rede foram escolhidas de forma a avaliar o comportamento das probabilidades de bloqueio à medida que os cenários de redes proporcionam mais alternativas de caminhos ópticos para o estabelecimento de uma conexão. Certamente as redes em anel apresentam uma maior probabilidade de bloqueio devido à escassez de diferentes rotas, enquanto que as redes americanas possibilitam um número maior de conexões aceitas já que possuem mais recursos.

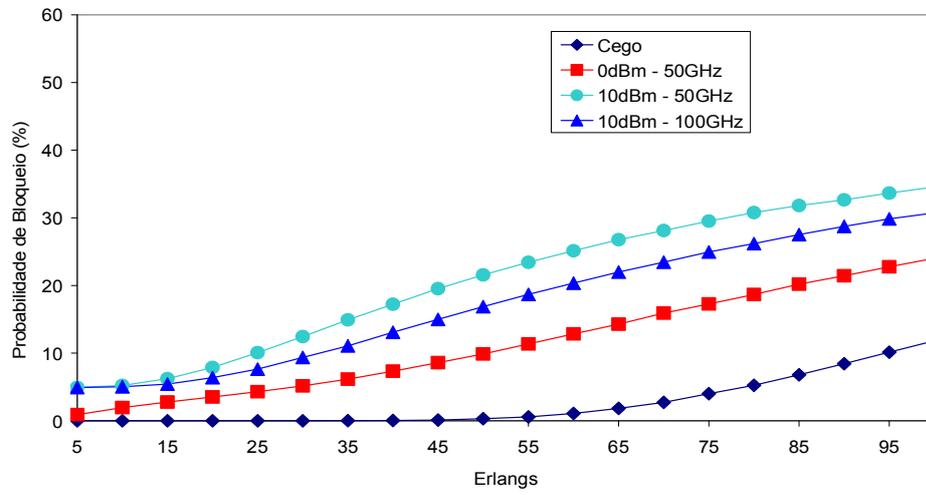
5.4 Resultados

As probabilidades de bloqueio resultantes são mostradas na Fig. 5.3. Para todas as redes simuladas foram utilizados enlaces com 10 comprimentos de onda e taxa de bits de 10 Gb/s. Tais resultados permitem que se escolha a combinação correta entre potência transmitida e a grade de comprimentos de onda para uma dada topologia de rede. Nos diversos cenários estudados, a probabilidade de bloqueio pode ser extremamente impactante para a restrição de CAC/RWA para evitar uma degradação excessiva da camada física, especialmente para topologias com baixa conectividade (Topologia em anel). Isso ocorre devido ao fato do alto valor de comprimento de interferência, ou seja, número médio de enlaces compartilhados entre os caminhos ópticos. Nos gráficos apresentados na Fig. 5.3, com exceção da Fig. 5.3(a) onde se variou o tamanho dos enlaces, todos os gráficos foram simulados para enlaces de 30 km, independentemente da topologia. Isso significa que todos os enlaces da rede simulada apresentam o mesmo tamanho.



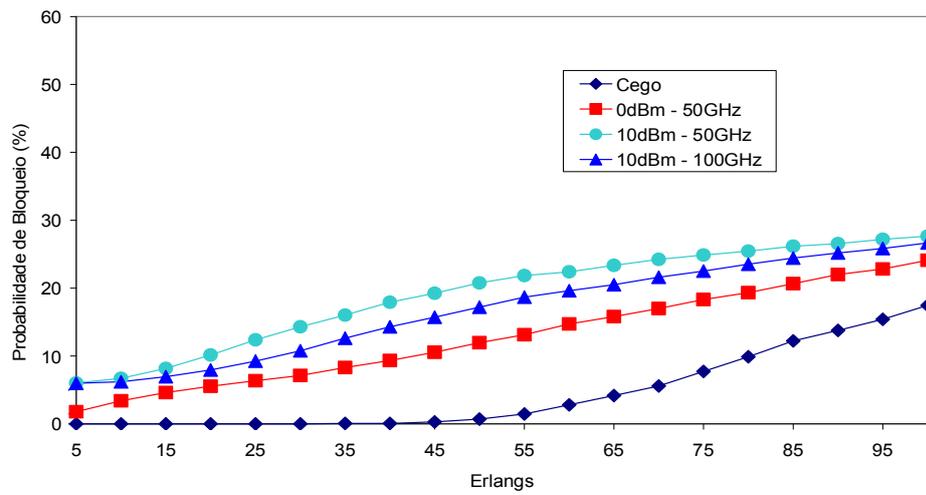
(a)

Topologia Americana - 14 nós - 10 canais - Enlaces de 30km - 100000 eventos



(b)

Topologia Quadrada - 9 nós - 10 canais - Enlaces de 30km - 10000 eventos



(c)

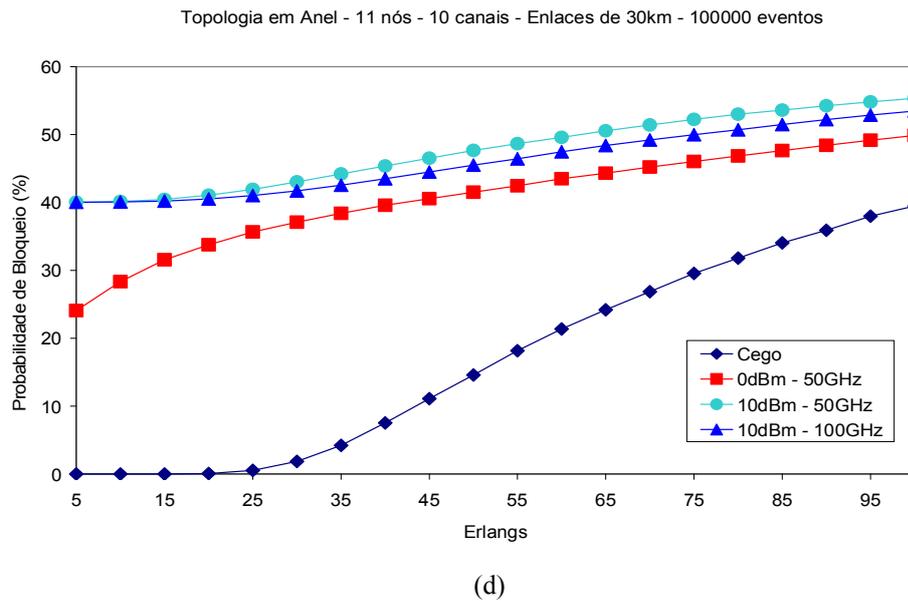


Fig. 5.3 - Probabilidade de Bloqueio x Tráfego Total da Rede em *Erlangs* para diversas topologias, diferentes potências por canal e espaçamento

Pelo fato da função custo proposta no Capítulo 4 contemplar os efeitos de GVD, SPM e XPM, e também as redes não possuírem compensação de dispersão, a penalidade acumulada ao longo dos caminhos ópticos percorridos pelas conexões podem atingir valores altos o suficientes de maneira a ultrapassar o limiar de 3 *dB*. Isso se reflete diretamente nos patamares de bloqueio encontrados nos gráficos da Fig. 5.3 mesmo para cargas baixas (5 *Erlangs*).

Quando a potência utilizada no sistema é de 0 *dBm* por canal, a probabilidade de bloqueio tende a valores próximos do RWA sem levar em consideração as degradações da camada física (Algoritmo Cego) como era esperado. O tamanho do enlace é um parâmetro importante num contexto onde GVD, SPM e XPM estão sendo levados em consideração. Mas mesmo sob condições de espaçamento entre canais menores (50 *GHz*) e altas potências de transmissão (10 *dBm*), os resultados para enlaces curtos (10 *km*) se aproxima dos obtidos com o algoritmo cego, possivelmente devido à diversidade de caminhos ópticos existentes na topologia Americana. Os patamares de bloqueio são observados para valores baixos de carga (10 *Erlangs*) quando os efeitos não-lineares estão evidenciados, ou seja, altos níveis de potência combinados com uma grade de comprimento de ondas (espaçamento entre canais) muito justa, para todos os cenários apresentados na Fig. 5.3.

5.5 Sumário

Neste Capítulo foi apresentado o funcionamento de um simulador de redes ópticas utilizando um algoritmo de CAC/RWA *off-line* baseado na função custo proposta no Capítulo 4 para atender aos pedidos de conexões. Para efeito de comparação foi implementado também um algoritmo de CAC/RWA sem levar em conta a camada física. Tal simulador foi aplicado a diferentes topologias de rede variando-se alguns parâmetros relevantes para obtenção de gráficos de Probabilidade de Bloqueio *vs.* *Erlangs* (carga total da rede).

Pode-se observar um aumento significativo dos bloqueios obtidos nos cenários de rede estudados, à medida que se diminuía o número de caminhos ópticos alternativos possíveis. Mesmo para enlaces não muito grandes, como os de 30 *km*, e para cargas bem baixas, como 10 *Erlangs*, os resultados obtidos já apresentaram certos patamares de bloqueio antes não observados no algoritmo cego. Isso se deve ao fato de as redes simuladas não apresentarem compensação de dispersão, pois o simples fato de um único canal estar ativo num determinado enlace, de acordo com a função custo proposta que foi incorporada no algoritmo de *Dijkstra*, o sinal já acumula uma penalidade devido à dispersão e à SPM.

Vale lembrar também que todos os enlaces de uma determinada rede simulada apresentavam o mesmo comprimento, o que não é muito real, principalmente em se tratando da topologia Americana. Na verdade o que se quis mostrar foi o comportamento da Probabilidade de Bloqueio à medida que se alterava a topologia de rede com relação ao número de caminhos ópticos alternativos.

6 AVALIAÇÃO DO CAC/RWA OFF-LINE VIA BOMBEIO-SONDA ON-LINE

Para efeito de comparação, no simulador apresentado no Capítulo anterior é introduzido o modelo analítico descrito no Capítulo 3. Esse modelo será chamado de *on-line* já que calcula a degradação sofrida pelo sinal por meio de equações provindas da NLSE toda vez que uma conexão é aceita. Mesmo sendo um modelo analítico com algumas limitações e esforço computacional mediano, ele apresenta boa concordância com o modelo numérico como mostrado em [15][17][18]. Essa comparação serve como validação da proposta de custo apresentada até aqui. Na seção seguinte são explicadas as alterações necessárias para que o modelo analítico possa calcular XPM induzida à saída de um sinal ao longo de uma rede óptica e não só de enlaces compartilhados como mostrado anteriormente. Uma metodologia de comparação é proposta para confrontar os dois diferentes processos de cálculo de penalidade.

6.1 Generalização do Cálculo da Variância Normalizada em Redes

Admita que duas conexões da rede partilhem S seções/enlaces de transmissão. Cada seção é constituída por uma fibra de transmissão (TF) seguida de um amplificador óptico EDFA, de uma fibra compensadora de dispersão (DCF) e de outro EDFA como ilustrado na Fig. 6.1.

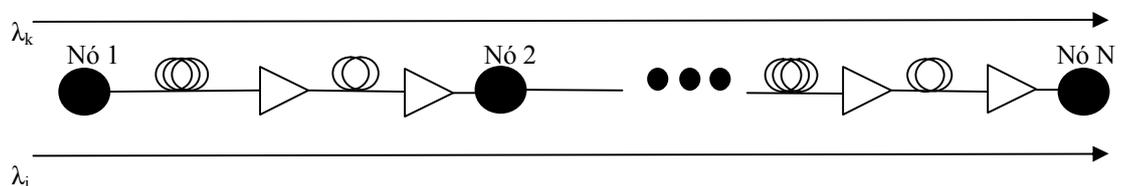


Fig. 6.1 - Sistema multi-enlaces com 2 canais compartilhando todo o caminho óptico

O canal interferente k é aquele que causa a degradação do desempenho do canal interferido i devido às flutuações de intensidade induzidas por XPM. Definindo M_i como o número de enlaces da conexão do canal interferido i , e M_k como o número de enlaces do canal

interferente k , tem-se que $S \leq M_i$ e $S \leq M_k$. Baseado em [15][23] a XPM gerada em cada enlace dos S partilhados é transmitida até a saída da conexão do canal interferido. Isso é feito convertendo a mudança de fase ($d\Phi_{XPM}$) de uma distância infinitesimal dz , a uma distância z , em flutuações de intensidade à saída da conexão de i . Dessa forma, não se consegue atribuir o quanto cada enlace realmente contribui para a XPM total induzida no canal i .

6.1.1 Variância Normalizada por Enlace

Para se conseguir separar as contribuições de cada enlace devem-se fazer algumas considerações. Pode acontecer de algumas seções do canal interferido i não gerar XPM devido à ausência de canais interferentes nessas seções. Contudo, esses enlaces influenciarão o valor da distorção de intensidade induzida por XPM caso haja seções compartilhadas anteriores a que está em análise. Isso ocorre porque o enlace em questão, que não é compartilhado, mas faz parte do caminho óptico do canal i , controla a magnitude da conversão de fase em intensidade (PM-IM). Por outro lado, se os primeiros enlaces da conexão do canal i não forem partilhados com outros canais, estes não influenciarão na distorção de intensidade induzida por XPM. Lembrando que no modelo bombeio-sonda, o canal sonda é considerado CW. Tais comportamentos são vistos na Fig. 6.2.

Considere como canal sonda a conexão que utiliza o comprimento de onda λ_i e o canal de bombeio a conexão cujo comprimento de onda é λ_k . Logo, de acordo com o que foi descrito acima, o enlace que conecta os nós A e C não contribuirá em nada para as flutuações existentes ao fim da conexão. Já o enlace que conecta os nós E e G contribuirá para a distorção de intensidade induzida por XPM, já que no enlace anterior (nó C \rightarrow nó E) o canal sonda sofreu interferência do canal de bombeio.

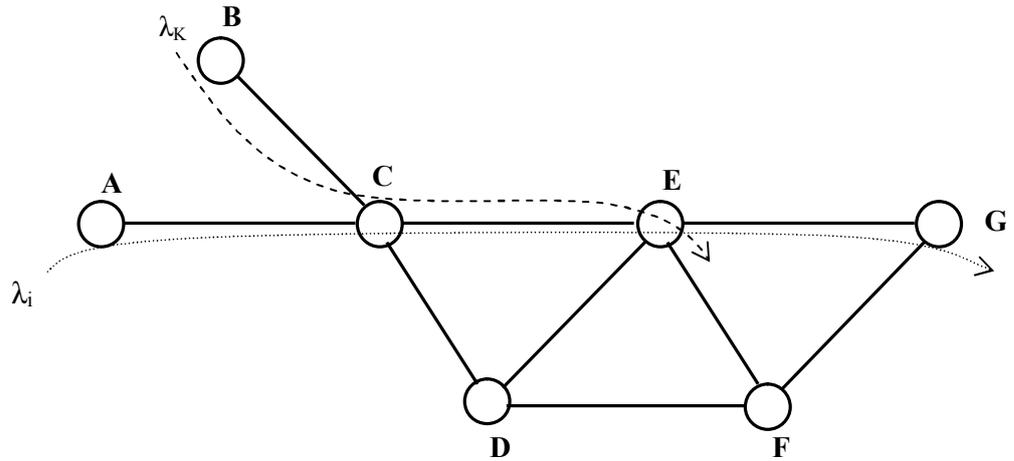


Fig. 6.2 - Rede WDM para exemplificar as contribuições de enlaces sem a presença de canais de bombeio

O interesse de se quantificar a contribuição de cada seção partilhada na variância normalizada total é poder calcular a degradação sofrida por um sinal ao longo da rede e não só ao longo de uma ligação fim-a-fim. Para isso, foi adotada a seguinte estratégia: no cálculo da variância normalizada o termo $|H_{i,k,s}(f)|^2$, em caso de mais de uma seção partilhada ao longo do caminho óptico do canal i (sonda), na verdade se transforma em $|H_{i,k,1}(f) + H_{i,k,2}(f) + H_{i,k,3}(f) + \dots + H_{i,k,s}(f)|^2$. Entretanto, sabe-se que:

$$\left| \sum_{l=1}^S A_l \right|^2 = \sum_{l=1}^S A_l^2 + \sum_{\substack{k=1 \\ (\forall k \neq l)}}^S A_l A_k^* \quad (6.1)$$

Onde A_l são variáveis complexas e os termos com (*) representam o complexo conjugado.

A variância normalizada estimada da flutuação de intensidade induzida no canal sonda i pela XPM devido ao canal de bombeio k , no caso de uma dada seção s partilhada entre eles é apresentada na Eq.(6.2), que é uma particularização da Eq. (3.1).

$$\hat{\sigma}_{n,i,k,s}^2 = \frac{1}{P_1^2} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n,k}(f) |H_{i,k,s}(f)|^2 |H_r(f)|^2 df \quad (6.2)$$

Com P_1 é a potência referente ao bit “1”, $S_{n,k}(f)$ sendo a PSD definida pela Eq. (A.2); a $H_{i,k,s}(f)$ função de transferência definida pela Eq. (3.14); e $H_r(f)$ a função de transferência do filtro elétrico do receptor, neste caso é um filtro de Bessel de ordem 6 com frequência de corte a -3 dB de 65% da taxa de bits do canal interferido definido pela Eq. (B.1).

Para separar a contribuição de cada enlace é calculado um fator de correção (FC) que engloba os termos cruzados da Eq. (6.1) pegando-se duas seções por vez. Com isso, a contribuição de cada seção será proporcional ao peso que tem no caso de só existir um enlace compartilhado. Assim, a variância normalizada da distorção de intensidade induzida no canal i por XPM devido ao canal k associada à seção s é:

$$\sigma_{n,i,k,s}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n,k}(f) |H_{i,k,s}(f)|^2 |H_r(f)|^2 df + FC_{n,i,k,s} \quad (6.3)$$

Sendo o fator de correção:

$$FC_{n,i,k,s} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n,k}(f) \left[\sum_{\substack{l=1 \\ (l \neq s)}}^S 2 \operatorname{Re} [H_{i,k,s}(f) H_{i,k,l}^*(f)] \frac{\hat{\sigma}_{n,i,k,s}^2}{\hat{\sigma}_{n,i,k,s}^2 + \hat{\sigma}_{n,i,k,l}^2} \right] |H_r(f)|^2 df \quad (6.4)$$

Logo, a variância normalizada total da distorção de intensidade induzida no canal i por XPM associada à seção s resulta da soma das contribuições de todos os canais interferentes como em:

$$\sigma_{n,i,s}^2 = \sum_{k=1}^{K_s} \sigma_{n,i,k,s}^2 \quad (6.5)$$

Em que K_s é o número de canais interferentes na seção s . Por fim, a variância normalizada total da conexão é calculada por:

$$\sigma_{n,i}^2 = \sum_{s=1}^S \sigma_{n,i,s}^2 \quad (6.6)$$

O objetivo do projeto de redes, que levam em consideração as limitações impostas por XPM, é garantir que todas as conexões da rede apresentem uma variância normalizada total da distorção de intensidade induzida por XPM que não exceda um dado valor máximo admitido ($\sigma_{n,i}^2 < \sigma_{n,máximo}^2$).

6.2 Supervisão ON-LINE via Variância Normalizada

Nessa seção é mostrado como o cálculo da variância normalizada pode ser usada para supervisionar o CAC/RWA *off-line* descrito no Capítulo 5. Na verdade, a probabilidade de bloqueio obtida com ou sem supervisão do *on-line* será a mesma. Porém, pode-se ter uma idéia do quanto o *off-line* é restritivo ou permissivo por se tratar de um modelo muito simplificado. O algoritmo de roteamento segue os mesmos passos descritos na seção 5.2, mas no passo 5, onde é escolhido um comprimento de onda que atenda o critério de continuidade e restrição de QoS do modelo *off-line*, é calculado também a variância normalizada. Mesmo para os casos do *off-line* onde não se atribui comprimentos de onda devido à restrição de QoS de 3 dB, a variância é calculada para efeito de comparação dos métodos. Com isso, 5 situações podem ocorrer:

- Falta de continuidade na rota, ou seja, não há comprimento de onda contínuo disponível na rota. Logo a conexão não seria aceita por nenhum dos métodos;
- O pedido de conexão pode atender a restrição de QoS de 3 dB de penalidade ($\sigma_{n,i}^2 \leq 6,6 \times 10^{-3}$ para o modelo *on-line* calculada para $P_p = 3 \text{ dB}$, $r = 10$ e $Q = 7$ na Eq. (3.2)) nos dois modelos, o que significa que a conexão seria aceita em ambos;
- O pedido de conexão pode atender a restrição de QoS para o modelo *on-line*, mas não para o *off-line*. Neste caso a conexão no simulador será bloqueada, já que o roteamento é feito utilizando a função custo proposta no Capítulo 4;

- O pedido de conexão pode não atender a restrição de QoS para o modelo *on-line*, mas sim para o *off-line*. Assim, a conexão no simulador será aceita;
- E, finalmente, o pedido de conexão pode ser bloqueado por ambos os modelos, já que o custo acumulado no *off-line* ultrapassa o equivalente a 3 dB de penalidade, assim como a variância normalizada excede o limite de $6,6 \times 10^{-3}$.

6.2.1 Metodologia de Comparação

Vale lembrar que a função custo proposta não apresentou uma boa correlação quando o sinal percorre uma fibra DCF para compensação de dispersão. Por isso, suprimiu-se do cálculo da variância normalizada apresentado os termos referentes a tal compensação. Além disso, deve-se ter a informação de quantos enlaces os canais de bombeio, de um determinado enlace sob análise, já percorreu até aquele momento. Com isso, resolve-se a questão de um canal de bombeio compartilhar com um mesmo canal sonda mais de um enlace do caminho óptico que não sejam contínuos, como na Fig. 6.3.

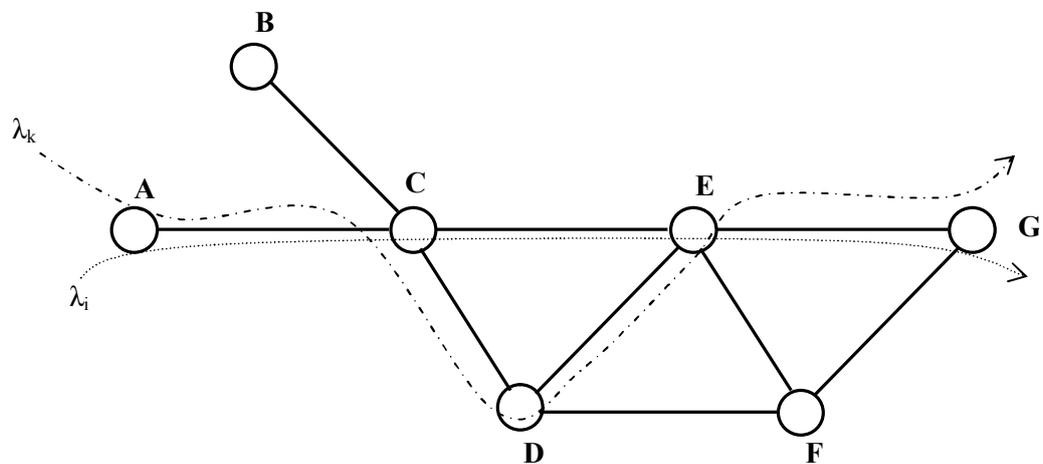


Fig. 6.3 - Rede WDM com canais compartilhando enlaces não consecutivos

A Fig. 6.4 é meramente ilustrativa para que se possa compreender a metodologia de comparação adotada. A abscissa, que representa a variância normalizada, está expressa em escala logarítmica visto que a penalidade de potência sofrida pelo canal sonda possui tal dependência com o valor acumulado da variância [15]. A ordenada, por sua vez, representa a

penalidade em dB estimada utilizando os procedimentos *off-line* dado pela função custo proposta. Dessa forma têm-se o confronto das duas formas de cálculo de penalidade sofrida pelos caminhos ópticos.

No modelo analítico do Capítulo 3, foi considerado apenas o efeito de XPM no canal sonda, já que esse à entrada da fibra é considerado CW. Portanto não se considera o efeito de GVD e SPM sobre a transmissão pulsada do canal sob análise. Em contraste, o modelo numérico simulado para obtenção da função custo contempla os efeitos de GVD, SPM e XPM. Todavia as funções custos apenas estimam essas degradações, baseados em simulações de enlace, ao longo da rede e não calculam propriamente a influência de tais efeitos.

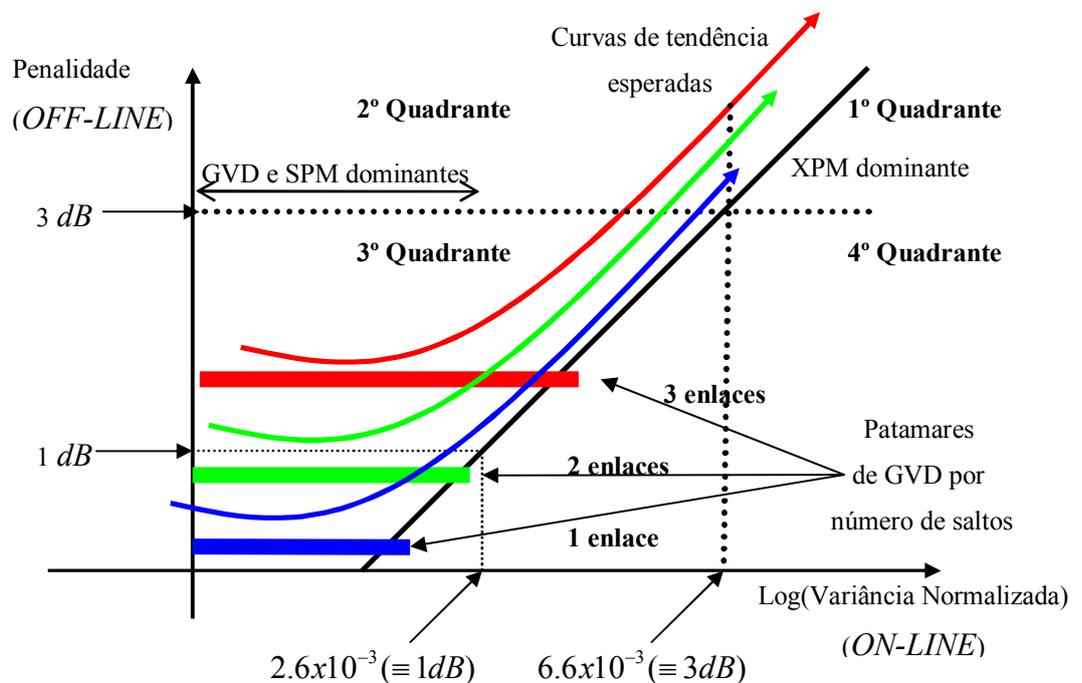


Fig. 6.4 - Penalidade em dB (OFF-LINE) x Variância Normalizada (ON-LINE) ilustrando os patamares de GVD esperados para o caso de redes sem compensação de dispersão e tendências de distribuição dos pontos à medida que o XPM torna-se dominante.

Para que se possa fazer uma comparação mais consistente, a Tabela 6.1 apresenta os valores de GVD para o modelo numérico simulado no Capítulo 4, ou seja, foi simulado considerando apenas um canal propagante e $\gamma = 0$. Os patamares de GVD aumentam de acordo com o número de saltos da conexão, e são expressos na Fig. 6.4 onde se espera que os pontos referentes aos sinais propagantes fiquem em torno deles quando houver pouca influência de SPM e XPM. Porém, pode acontecer de a interação entre GVD e SPM, quando o

efeito de XPM for baixo, deslocar esses pontos para níveis abaixo ou acima dos patamares de referência. Para os pontos próximos da curva mostrada na Fig. 6.4 intitulada de XPM dominante, significa que a influência é dominada por XPM, apesar de possuir degradação devido à GVD e SPM.

Tabela 6.1 - Tabela contendo as penalidades obtidas por dispersão após percorrida uma certa distância

| Distância (km) | Penalidade (dB) |
|-----------------------|------------------------|
| 10 | 0,1567 |
| 20 | 0,1753 |
| 30 | 0,3156 |
| 40 | 0,5001 |
| 50 | 0,7065 |
| 60 | 0,9271 |
| 70 | 1,2816 |
| 80 | 1,7426 |
| 90 | 2,2934 |
| 100 | 2,8079 |

A Fig. 6.4 também apresenta duas linhas, uma representando penalidade de 3 dB (modelo *off-line*) e outra representando variância normalizada de $6.6 \times 10^{-3} (\equiv 3 \text{ dB})$ (modelo *on-line*). Considere que essas linhas formem um “novo” eixo de coordenadas. Com isso, quatro situações podem ocorrer:

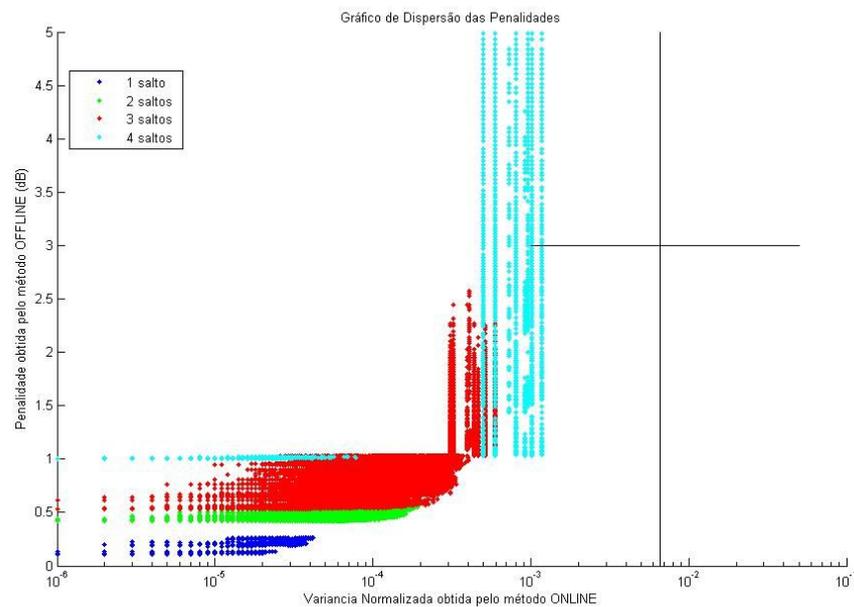
- No primeiro quadrante estarão representadas as conexões que forem bloqueadas tanto pelo modelo *on-line* quanto para o *off-line*;
- No segundo quadrante estarão representadas as conexões que forem aceitas pelo modelo *on-line*, mas bloqueadas pelo *off-line*;
- No terceiro quadrante estarão representadas as conexões que forem aceitas por ambos os modelos;
- E, finalmente, no quarto quadrante estarão representadas as conexões que forem bloqueadas pelo modelo *on-line*, mas aceitas pelo *off-line*.

Nota-se ainda que o ideal para validação do modelo *off-line* é que a maioria dos pontos se encontre no primeiro e terceiro quadrantes do “novo” eixo de coordenadas.

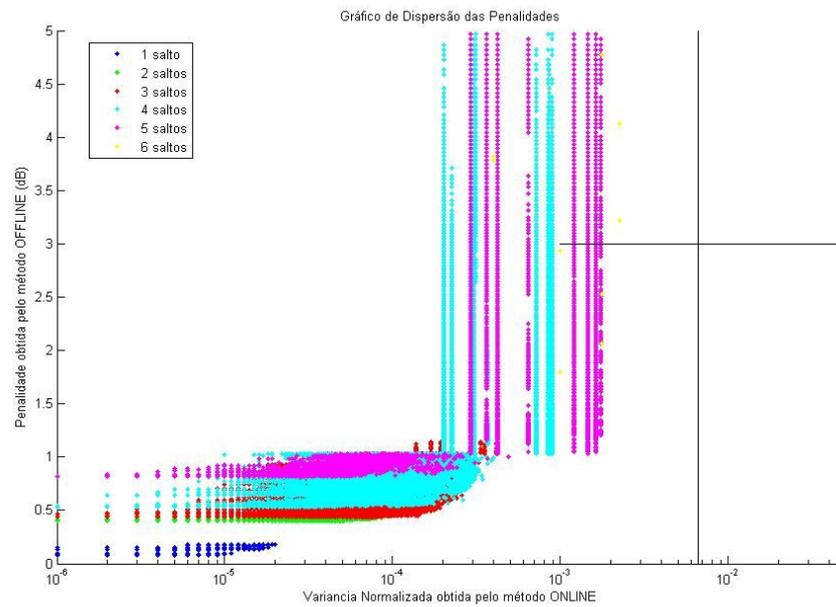
6.3 Resultados

Nos gráficos a seguir estão contemplados os pontos referentes a diferentes cargas variando de 5 até 100 *Erlangs* com passo 5. Para cada carga simulada foram gerados 10000 pedidos de conexão. Independentemente das conexões terem sido aceitas ou não com relação ao QoS óptico, os valores de penalidade, via função custo, e a variância, via modelo bombeio-sonda, são calculados. Nesses gráficos só não estão contemplados as conexões bloqueadas por falta de caminho óptico ou falta de continuidade de comprimento de onda. Vale lembrar que a escolha das rotas e do comprimento de onda é feita por meio do algoritmo *off-line* baseado na função custo.

Pode-se observar que dependendo da potência e do espaçamento utilizados, os patamares de GVD não são atendidos. A estratégia utilizada no algoritmo de atribuição de caminho óptico foi o de acúmulo da função custo proposta. Devido a esse acúmulo linear, os patamares de dispersão não são respeitados para, principalmente, valores baixos de potência e com o aumento do espaçamento entre canais. Isso fica claro nas Fig. 6.5 e Fig. 6.6 que apresentam gráficos para diferentes topologias aplicadas a condições de 0 *dBm* com 50 *GHz* de espaçamento e 10 *dBm* com 100 *GHz* de espaçamento, respectivamente.



(a)



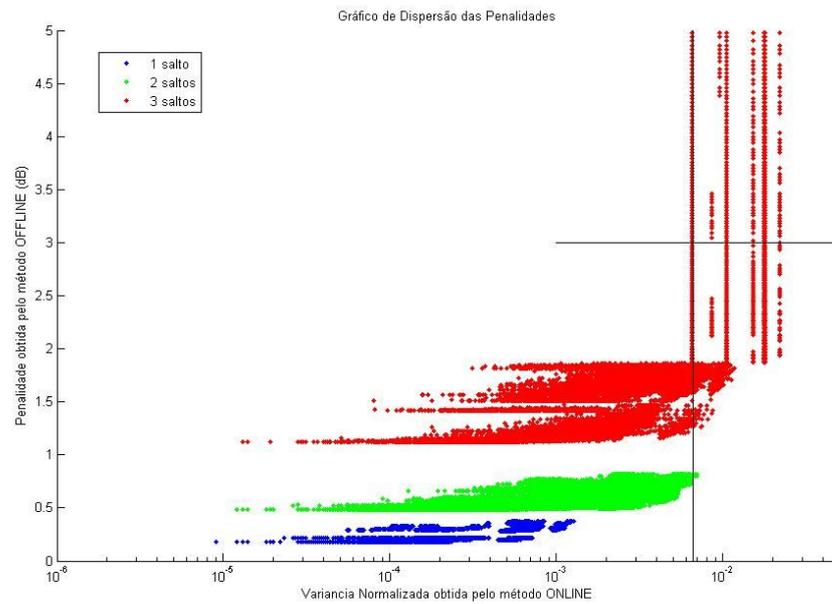
(b)

Fig. 6.5 - Penalidade em dB (*OFF-LINE*) x Variância Normalizada (*ON-LINE*) para redes com potência por canal de 0 dBm e 50 GHz de espaçamento entre canais; (a) Topologia Americana com 30 km/enlace ; (b) Topologia em Anel com 20 km/enlace

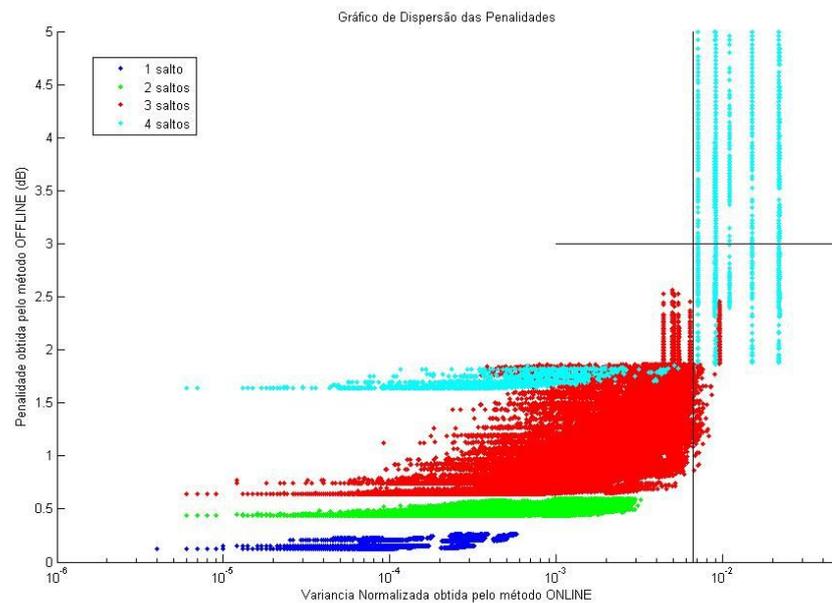
Nota-se também que a maioria dos pontos se encontra no primeiro e terceiro quadrantes, mostrando uma boa concordância entre os métodos. Tal comportamento pode ser visto em boa parte dos gráficos apresentados, e depende da potência, espaçamento e topologia da rede.

Nesses gráficos não há preocupação com a obtenção de uma função que relacione a penalidade obtida pelo modelo *off-line* e a penalidade obtida pelo modelo *on-line*. O importante é saber se para uma dada conexão a atribuição de um canal num dado caminho óptico obedece a restrição de QoS óptico de ambos os métodos.

Na Fig. 6.6, cuja potência por canal é de 10 dBm e espaçamento de 100 GHz , os patamares de GVD e a curva de tendência de XPM ilustrados na Fig. 6.4, passam a ser mais evidentes. Isso ocorre porque na função custo proposta no Capítulo 4 o $F_{potência}$ tem peso significativo na penalidade sofrida pelo sinal e, como o acúmulo do custo é linear, o nível de potência do sistema é preponderante no espalhamento dos pontos nos gráficos de dispersão à medida que se aumenta o número de saltos para atender uma conexão.



(a)



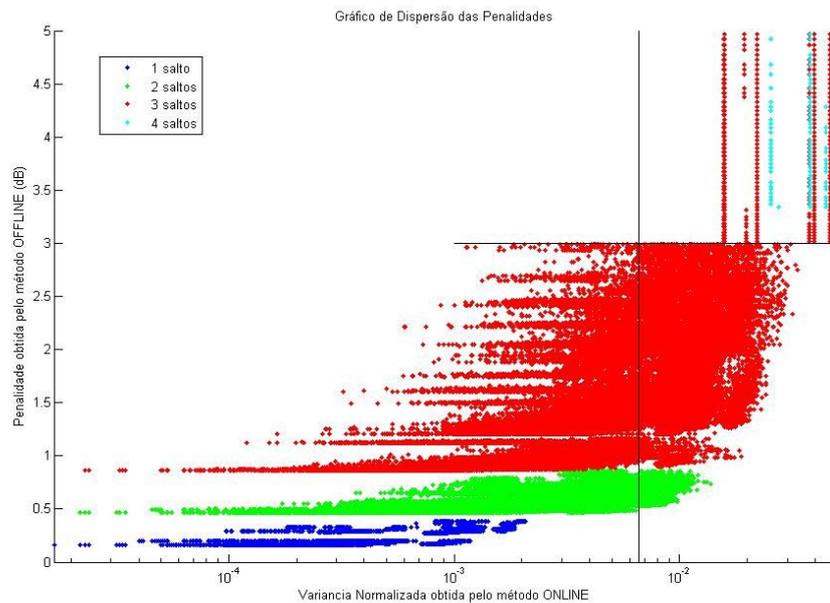
(b)

Fig. 6.6 - Penalidade em dB (*OFF-LINE*) x Variância Normalizada (*ON-LINE*) para redes com potência por canal de 10 dBm e 100 GHz de espaçamento entre canais; (a) Topologia Quadrada com 30 km/enlace; (b) Topologia Americana com 20 km/enlace

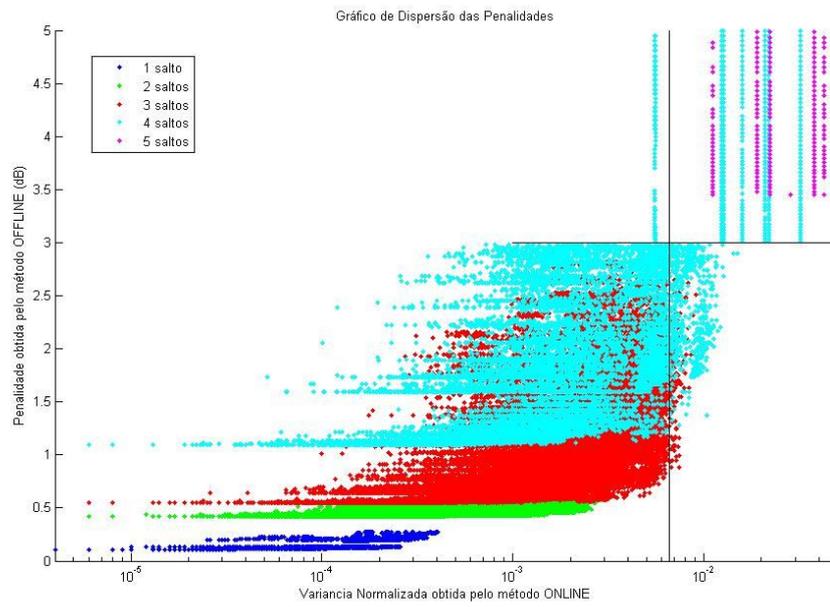
Para as mesmas topologias, porém com 10 dBm de potência por canal e 50 GHz de espaçamento, a Fig. 6.7 mostra concordância com os patamares de GVD para os diferentes número de saltos. Independentemente da potência e do espaçamento aplicados ao sistema,

pode-se observar um maior espalhamento dos pontos nos gráficos à medida que se aumenta o número de saltos para atender um pedido de conexão. Isso ocorre, porque o número das combinações possíveis dos canais vizinhos com relação ao canal sob análise, também aumenta, propiciando assim valores mais distintos de penalidades.

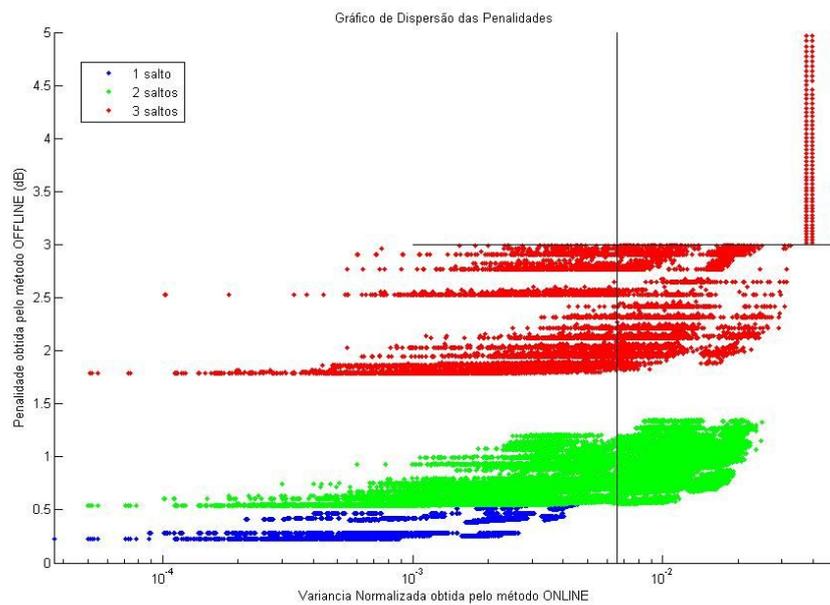
Deve-se notar que à medida que o XPM torna-se dominante em virtude do aumento de potência transmitida e diminuição do espaçamento entre canais, os pontos passam a se distribuir conforme o comportamento da curva de tendência mostrada na Fig. 6.4. O espalhamento dos pontos no plano se deve principalmente do efeito conjunto do SPM com XPM. Os patamares de GVD ficam mais evidenciados em conexões onde não há muita influência dos canais vizinhos co-propagantes, i.e., principalmente nas conexões onde o número de saltos é pequeno.



(a)



(b)



(c)

Fig. 6.7 - Penalidade em dB (OFF-LINE) x Variância Normalizada (ON-LINE) para redes com potência por canal de 10 dBm e 50 GHz de espaçamento entre canais; (a) Topologia Americana com 20 km/enlace; (b) Topologia em Anel com 10 km/enlace; (c) Topologia Quadrada com 30 km/enlace

6.4 Sumário

Neste Capítulo apresentou-se uma avaliação do CAC/RWA *off-line* mostrado no Capítulo 5 por meio de um algoritmo *on-line* baseado no modelo bombeio-sonda. Foram feitas simulações em diferentes cenários de redes utilizando o algoritmo de CAC/RWA *off-line* supervisionado pelo *on-line*. Com isso, para todos os pedidos de conexões que não foram bloqueados, seja por falta de caminho óptico ou falta de continuidade de comprimento de onda, calculou-se a penalidade referente ao custo acumulado (*off-line*) e a penalidade referente à variância normalizada (*on-line*). Isso foi feito mesmo para aquelas conexões cujas rotas e canais escolhidos não atenderam a restrição de QoS óptica. Geraram-se, então, gráficos de dispersão de penalidades, onde a abscissa representava a penalidade via modelo *on-line* e a ordenada representava a penalidade via modelo *off-line*. Esses gráficos de dispersão apresentaram boa concordância em se tratando da validação da função custo proposta independente da topologia, potência por canal e espaçamento utilizados, i.e., a maioria das conexões seria aceita ou rejeitada por ambos os métodos. Porém, não se pode dizer o mesmo com relação à maneira de como essas penalidades, obtidas de formas diferentes, se relacionam, visto que não se consegue atribuir uma função que converta a penalidade obtida pelo acúmulo de custo em penalidade obtida pela variância normalizada. As discrepâncias associadas aos patamares de GVD e às conexões mostradas nos gráficos que seriam aceitas por somente um dos dois algoritmos, foram atribuídas ao processo de acúmulo de penalidades.

7 CAC/WA BASEADO NO MODELO BOMBEIO-SONDA *ON-LINE*

Neste capítulo é introduzida uma idéia de CAC/WA utilizando o modelo analítico de cálculo bombeio-sonda. Assim como no Capítulo 5, o algoritmo *on-line* de CAC/WA é aplicado às mesmas topologias de rede e comparado com algoritmos cego de atribuição de comprimentos de onda. A escolha da rota é feita pelo critério de menor número de saltos para a redução do esforço computacional. Isso é necessário para a execução do modelo *on-line* em tempos aceitáveis. Os resultados apresentados neste Capítulo mostram a eficiência de tal técnica em função do pequeno aumento da probabilidade de bloqueio necessário para atender os requisitos de QoS óptico na admissão das conexões.

7.1 Descrição do Algoritmo *ON-LINE* de CAC/WA

Diferentemente do algoritmo *off-line*, onde foi inserida a função custo proposta no algoritmo de *Dijkstra* para a realização do melhor roteamento, no algoritmo *on-line*, que é baseado no modelo bombeio-sonda apresentado no Capítulo 3, não se consegue separar a contribuição de cada enlace sem saber previamente qual o caminho óptico a ser percorrido. Com isso, o algoritmo de roteamento continuará sendo dinâmico, porém sem levar em consideração a camada física. Depois de definida a rota é que o algoritmo de alocação de comprimento de onda irá atribuir um canal para a requisição, respeitando o critério de menor impacto da camada física via modelo bombeio-sonda.

Passo 1: o custo C_{ij} do enlace ij é fixo e dependente apenas da existência de canais disponíveis (w):

$$C_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{para } w \neq 0 \\ \infty, & \text{para } w = 0 \end{cases} \quad (7.1)$$

Ou seja, todos os enlaces da rede que possuem pelo menos um comprimento de onda disponível terão o mesmo custo.

Passo 2: a melhor rota, dentre as k possíveis entre os nós de origem e destino do caminho óptico, é aquela que apresentar o menor custo acumulado (C_R) no instante da requisição de conexão através dos n saltos por meio da Eq.(7.2), onde n_k representa o número de saltos na rota k .

$$C_R = \min(C_k) = \min\left(\sum_{m=1}^{n_k} C_{ij}\right) \quad \forall \quad k \quad (7.2)$$

Como todos os enlaces que possuem comprimentos de onda disponíveis apresentam o mesmo custo, conclui-se por meio da Eq. (7.2) que a rota escolhida será aquela que tiver o menor número de saltos. Isso faz com que os recursos da rede sejam mais bem aproveitados e reduz-se o número de caminhos ópticos interferentes. Todavia, pode haver a tendência de sobrecarga de caminhos e conseqüente aumento do nível de interferência. Note que a estratégia de roteamento utilizada no Capítulo 5 foi visando à distribuição de tráfego na rede. Essa estratégia de roteamento cega da Eq. (7.2) foi adotada na verdade para a redução de complexidade uma vez que o modelo *on-line* é custoso em termos computacionais e será aplicado unicamente para atribuição de comprimento de onda como mostrado no Passo 3.

Passo 3: Agora, o comprimento de onda (canal) que será usado para a nova conexão terá que ser escolhido na rota de custo C_R . Note que pode existir w comprimentos de onda disponíveis que atendem ao critério de continuidade. Dentre eles, será escolhido aquele que sofrer menor degradação do sinal devido à camada física. Portanto, o comprimento de onda selecionado ao longo da rota será aquele que possuir o custo final (C_F) dado por:

$$C_F = \min(C_{R,w}) \quad \forall \quad w \quad (7.3)$$

Para o modelo bombeio-sonda, o custo $C_{R,w}$ na verdade corresponde ao calculo da variância normalizada como na Eq. (6.6). Tal estratégia de atribuição é classificada na literatura como *best-fit*, i.e., dentro do conjunto dos canais aptos (continuidade de comprimento de onda) o elemento que possuir a melhor relação sinal/ruído é o escolhido (aquele com menor quantidade de interferência acumulada).

Passo 4: Como no caso *off-line*, no *on-line* o pedido de conexão só será aceito caso atenda a restrição de QoS imposta. O valor de 3 dB de penalidade permitidos a uma conexão equivalem a uma variância de $\sigma_{n,i}^2 = 6,6 \times 10^{-3}$, ou seja, as conexões só serão aceitas se a degradação sofrida for menor que este valor. Por se tratar de sistemas com compensação de dispersão, serão feitas também simulações com um QoS óptico mais rigoroso, no caso 1 dB, o que equivale a uma variância normalizada de $\sigma_{n,i}^2 = 2,6 \times 10^{-3}$.

O algoritmo cego também é implementado, para comparação de resultados. Porém, sua implementação difere da descrita nos capítulos anteriores. O custo por enlace para o algoritmo cego, nesse caso, será dado da mesma maneira que a Eq. (7.1). Todos os enlaces com canais disponíveis terão os mesmos custos e todos igual a “1”. Com isso, a rota escolhida será sempre a de menor número de saltos, como no caso do algoritmo *on-line* de CAC/WA. Já a atribuição dos comprimentos de onda será feita de maneira aleatória ou *first-fit* seguindo uma lista de comprimentos de onda que varre do canal de maior índice (maior comprimento de onda) para o de menor índice.

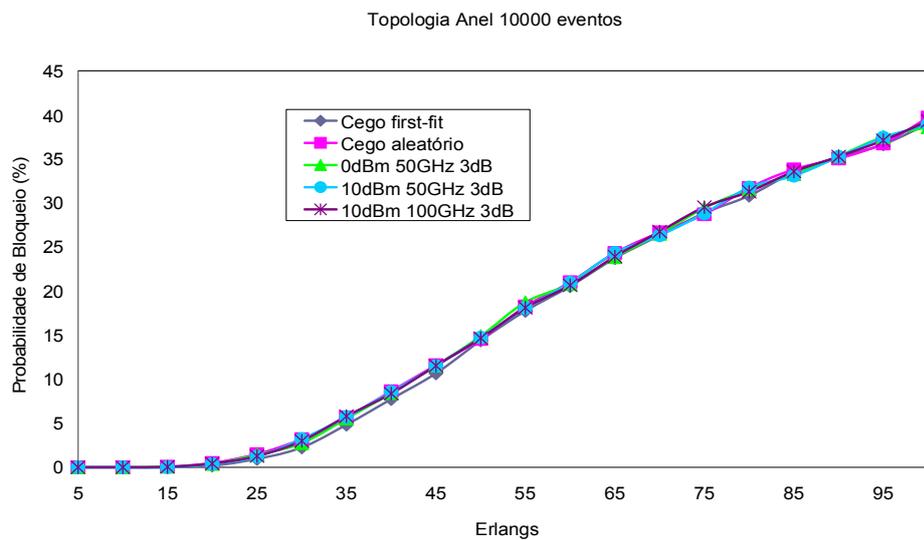
7.2 Resultados

Foi simulado o modelo *on-line* com compensação de dispersão, onde cada enlace possui 10 comprimentos de onda e taxa de bits de 10 Gb/s. Os resultados foram obtidos para enlaces formados por uma fibra de transmissão SSMF seguida de uma fibra DCF compensando totalmente a dispersão sofrida na fibra de transmissão e com amplificadores ao fim de cada segmento de fibra como mostrado no Capítulo 3. Os parâmetros das fibras encontram-se na Tabela 7.1.

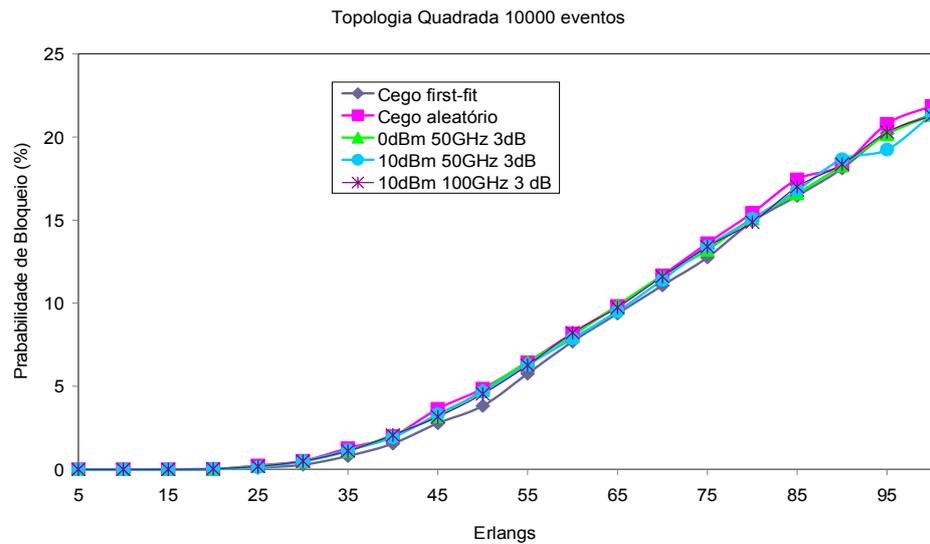
Tabela 7.1 - Parâmetros das fibras SSMF e DCF utilizadas nos enlaces das redes simuladas

| Parâmetros | SSMF | DCF |
|---|------|------|
| Comprimento [km] | 80 | 16 |
| Dispersão [ps/(nm.km)] | 17 | -85 |
| Slope [ps/(nm ² .km)] | 0.07 | 0.09 |
| Atenuação [dB/km] | 0.22 | - |
| Coefficiente Não-linear [$W^{-1}km^{-1}$] | 1.37 | - |

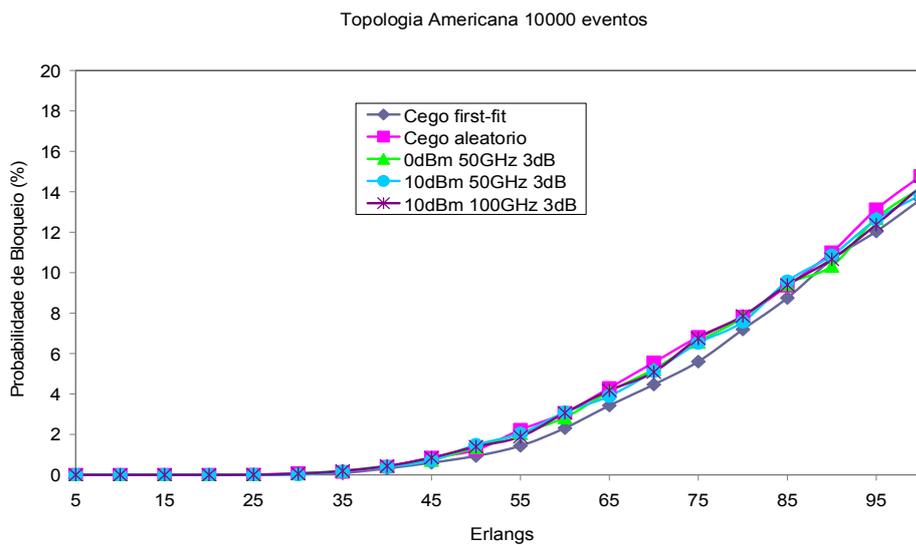
Note na Fig. 7.1, que as penalidades obtidas com o modelo *on-line* foram bem próximas das do algoritmo cego, mesmo para diferentes níveis de potência e de espaçamento. Como esperado, o algoritmo que apresenta a menor probabilidade de bloqueio é o cego com atribuição de comprimento de onda *first-fit*, independentemente da topologia estudada. Ele fornece um limite inferior (*lower bound*) para comparação do desempenho do algoritmo *on-line*. O desempenho do algoritmo cego com atribuição aleatória também é mostrado, mas, como já é sabido, este utiliza mal os recursos da rede, pois a atribuição aleatória de comprimento de onda acaba limitando a continuidade dos canais ao longo da rede para as conexões futuras. Apesar do procedimento de roteamento no Capítulo 5 buscar distribuir o tráfego na rede, note que os níveis de bloqueio na Fig. 7.1 obtidos pelo roteamento com menor número de saltos apresentam valores similares observados na Fig. 5.3.



(a)



(b)

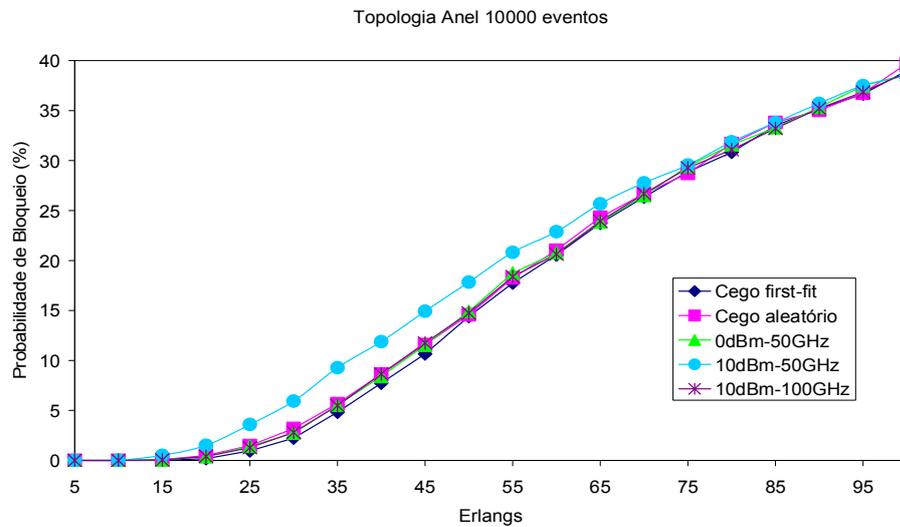


(c)

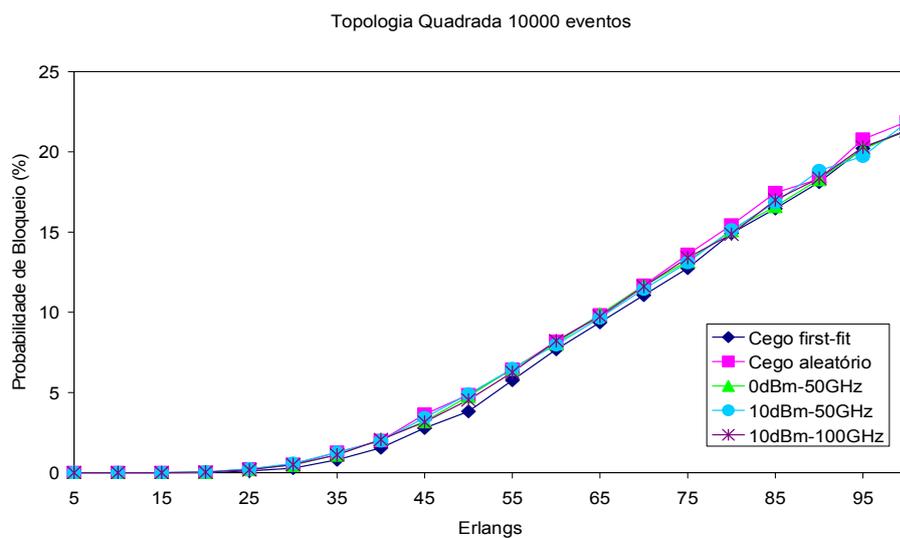
Fig. 7.1 - Probabilidade de Bloqueio (%) x Erlangs para diferentes topologias com QoS de 3 dB; (a) Anel; (b) Quadrada; e (c) Americana

Essa primeira análise apresentada na Fig. 7.1 foi feita adotando uma restrição de QoS de 3 dB de penalidade. Nota-se que a probabilidade de bloqueio do algoritmo *on-line* não excede os valores apresentados pelo algoritmo cego com atribuição aleatória mesmo para redes operando com canais em 10 dBm e espaçados de apenas 50 GHz. Por se tratar de enlaces com compensação de dispersão, decidiu-se ter um maior rigor quanto à qualidade do sinal. Para isso, a restrição de QoS óptico passou a ser de 1 dB.

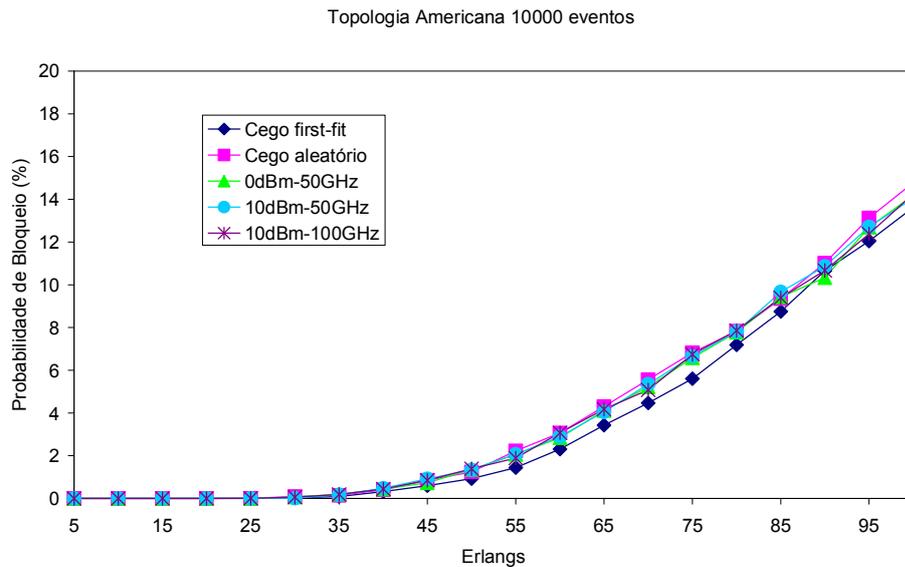
Os gráficos de probabilidade de bloqueio para 1 dB são mostrados na Fig. 7.2. Mesmo aumentando a restrição de QoS, as probabilidades de bloqueio para diferentes níveis de potência e espaçamento ficaram bem próximas das do algoritmo cego. Mas, à medida que se diminui a quantidade de rotas alternativas em uma rede aumentando-se o comprimento de interferência entre caminhos ópticos, a probabilidade de bloqueio para redes WDM com potência de 10 dBm por canal e espaçamento de 50 GHz, começa a se destacar como na Fig. 7.2(a) para rede em anel.



(a)



(b)



(c)

Fig. 7.2 - Probabilidade de Bloqueio (%) x Erlangs para diferentes topologias; (a) Anel; (b) Quadrada; e (c) Americana

Porém, é necessária ainda uma avaliação qualitativa dessas conexões. Foram gerados histogramas das variâncias normalizadas das conexões aceitas tanto para o modelo *on-line* como para o cego operando com atribuição *first-fit*. Esses gráficos foram obtidos para 100000 eventos e uma carga de 100 Erlangs. A construção de histogramas é um importante indicador da distribuição dos dados, nesse caso, quantifica o número de conexões que assumem certos valores de variância normalizada.

Em redes ópticas roteadas por comprimentos de onda, o sinal transmitido permanece no domínio óptico ao longo de toda a rota associada ao mesmo. O sinal atravessa os nós, segmentos de fibra e amplificadores (EDFA) pelo caminho óptico a ser percorrido. Logo, o sinal perderá qualidade devido às degradações sofridas por dispersão, *cross-talk*, ruído ASE e não-linearidades da fibra. Uma vez que essas imperfeições continuam degradando o sinal à medida que ele se propaga, a BER no nó de destino pode se torna inaceitavelmente alta. Para evitar isso, limita-se um patamar de BER desejável para o cálculo *on-line* de variância normalizada, que é o parâmetro responsável pela atribuição de um comprimento de onda que uma determinada requisição utilizará considerando apenas o efeito de XPM.

A Fig. 7.3 mostra os gráficos para a topologia em Anel, comparando os algoritmos *on-line* com o cego. Note que para gerar os histogramas do algoritmo cego de comparação é necessário considerar a rede operando com atribuição *first-fit*, porém sob a supervisão (de

maneira similar ao procedimento utilizado no Capítulo 6) do modelo bombeio-sonda. Deve-se observar que os histogramas para o algoritmo *on-line* não excedem os limites especificados para 1 dB de penalidade, i.e., $2,6 \times 10^{-3}$, expressos pela linha vertical nos histogramas. Por outro lado, o número de conexões do algoritmo cego com valores de interferência acumulados correspondentes a penalidades superiores é bastante evidente, mostrando que o QoS óptico de um grande número de conexões atendidas não é satisfatória. Vale lembrar que para o cálculo das variâncias normalizadas, utilizou-se um fator-Q de qualidade de $Q=7$ (Apêndice C) o que equivale a uma BER de 10^{-12} .

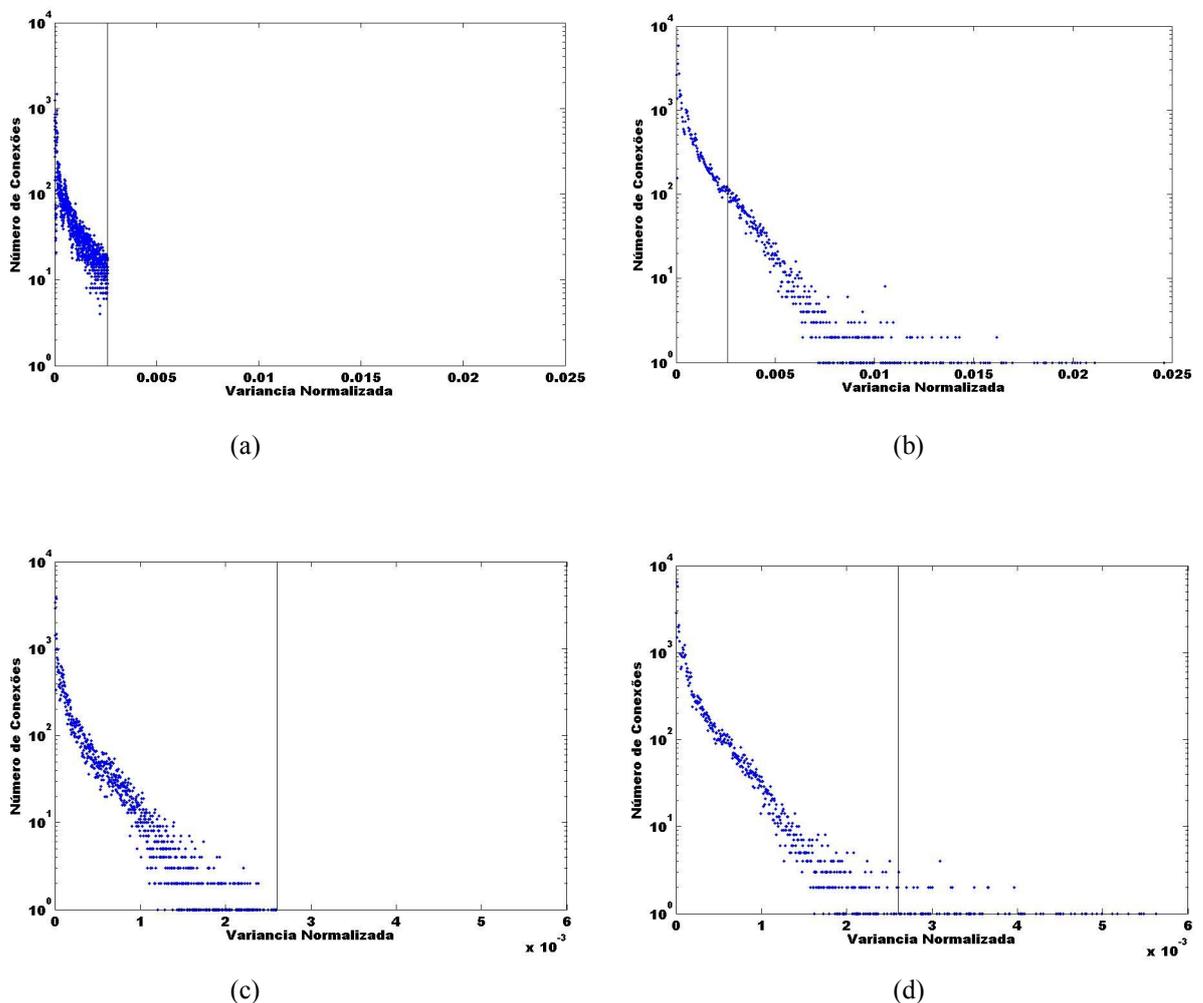


Fig. 7.3 - Número de Conexões x Variância normalizada para redes em Anel; (a) Algoritmo *on-line* com 10 dBm 50 GHz; (b) Algoritmo Cego com atribuição *first-fit* supervisionado pelo *on-line* com 10 dBm 50 GHz; (c) Algoritmo *on-line* com 10 dBm 100 GHz; (d) Algoritmo Cego com atribuição *first-fit* supervisionado pelo *on-line* com 10 dBm 100 GHz

Os histogramas para as topologias quadrada e americana estão na Fig. 7.4 e Fig. 7.5, respectivamente. À medida que as topologias vão proporcionando mais possibilidades de conexão para um mesmo par de nós origem-destino, e o espaçamento entre os canais aumentando, os comportamentos das curvas de histograma do algoritmo cego *first-fit* vão se aproximando da curva do algoritmo *on-line*. Porém, o algoritmo cego *first-fit* continuou a apresentar variâncias normalizadas maiores que o algoritmo *on-line*, mas em menores proporções que as apresentadas na topologia em anel.

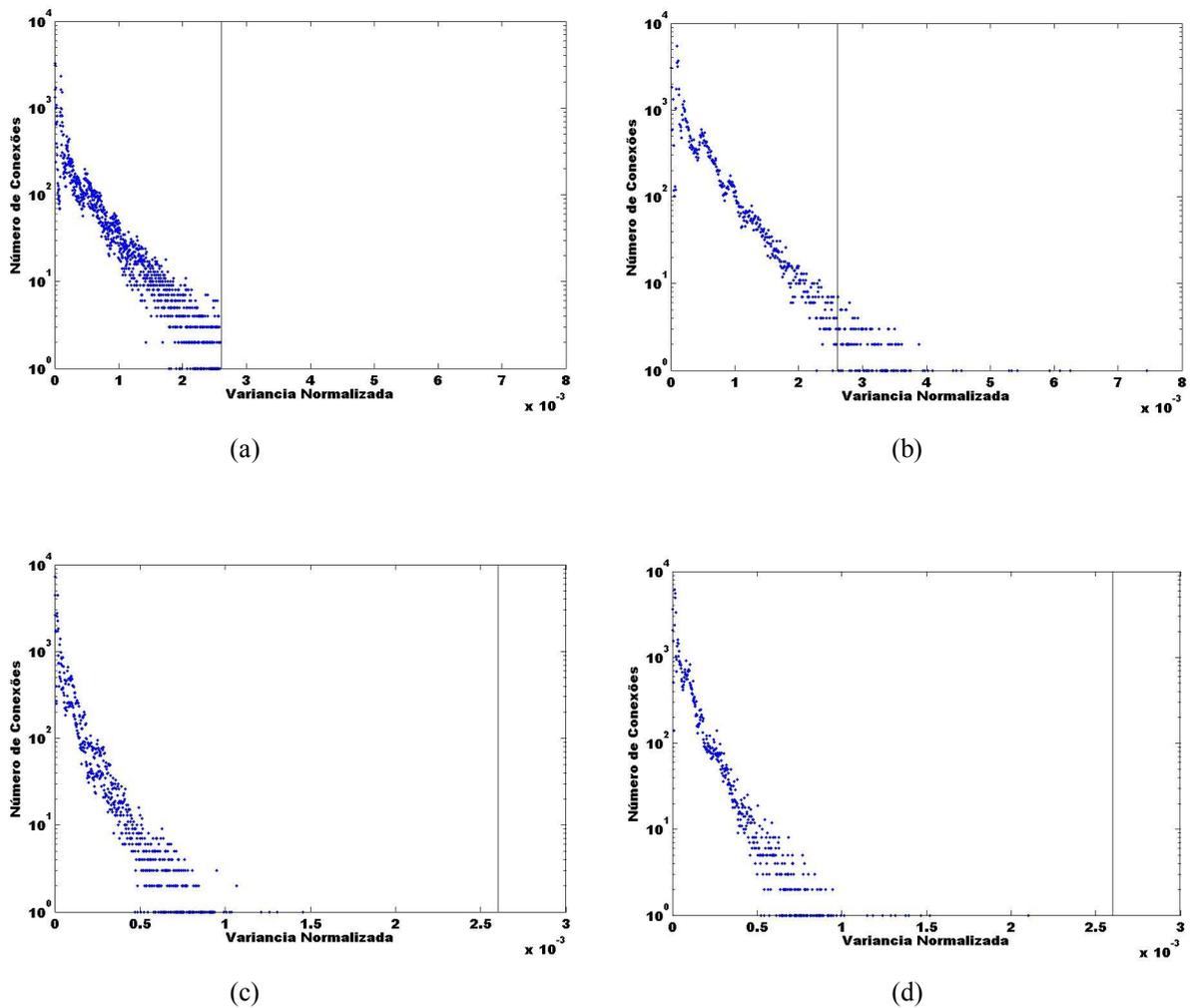


Fig. 7.4 - Número de Conexões x Variância normalizada para Topologia Quadrada; (a) Algoritmo *on-line* com 10 dBm 50 GHz; (b) Algoritmo Cego com atribuição *first-fit* supervisionado pelo *on-line* com 10 dBm 50 GHz; (c) Algoritmo *on-line* com 10 dBm 100 GHz; (d) Algoritmo Cego com atribuição *first-fit* supervisionado pelo *on-line* com 10 dBm 100 GHz

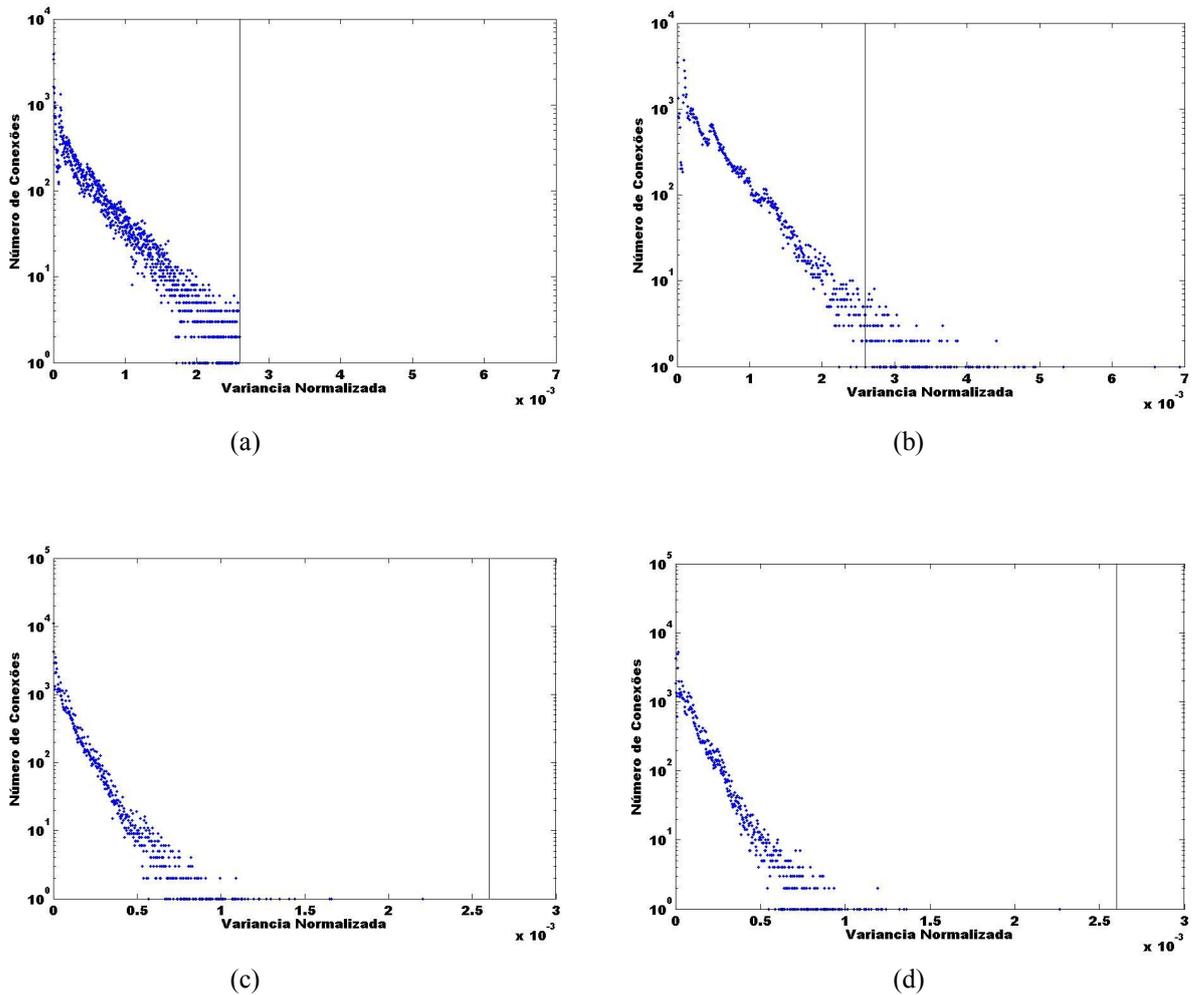


Fig. 7.5 - Número de Conexões x Variância normalizada para Topologia Americana; (a) Algoritmo *on-line* com 10 dBm 50 GHz; (b) Algoritmo Cego com atribuição *first-fit* supervisionado pelo *on-line* com 10 dBm 50 GHz; (c) Algoritmo *on-line* com 10 dBm 100 GHz; (d) Algoritmo Cego com atribuição *first-fit* supervisionado pelo *on-line* com 10 dBm 100 GHz

Esses gráficos mostram que o algoritmo *on-line* de CAC/WA proposto possui probabilidades de bloqueio muito próximas das do algoritmo cego, todavia com uma garantia de QoS óptico melhor na admissão das conexões apesar do esforço computacional do método de CAC/WA. Outra vantagem apresentada nesse modelo *on-line* de CAC/WA é a sua aplicabilidade em sistemas que utilizam compensação de dispersão, o que proporcionou níveis de variância normalizada abaixo do limite de 1 dB em redes construídas sobre enlaces com comprimentos mais realistas (80 km).

7.3 *Sumário*

Neste Capítulo foi mostrada uma proposta simples de algoritmo *on-line* de CAC/WA. O algoritmo de roteamento proposto continua sendo dinâmico, porém sem considerar a camada física, pois, baseando-se no modelo bombeio-sonda apresentado no Capítulo 3, não se consegue separar a contribuição de cada enlace sem saber previamente qual a rota óptica a ser percorrida. Isso explica o fato de apenas a atribuição do comprimento de onda utilizado na rota selecionada ser baseada no cálculo da variância normalizada.

Uma primeira análise foi feita comparando-se os algoritmos cegos utilizando atribuição de comprimento de onda *first-fit* e aleatória, com o algoritmo *on-line* derivado do modelo bombeio-sonda. Pode-se observar tanto para redes com restrição de QoS óptico de 3 *dB* quanto para as de 1 *dB*, que a probabilidade de bloqueio utilizando o algoritmo *on-line* ficaram bem próximas das obtidas pelos algoritmos cego *first-fit* e aleatório.

Além disso, observou-se que a qualidade das conexões utilizando o algoritmo *on-line* é superior ao algoritmo cego sendo supervisionado da mesma maneira que ocorreu no Capítulo 6. À medida que se diminui o espaçamento entre os canais e os caminhos alternativos para um mesmo par origem-destino, i.e., topologias de redes com maior comprimento de interferência, a melhoria da qualidade do sinal quando utilizado o roteamento *on-line* torna-se evidente. Outra vantagem foi a utilização de enlaces com distâncias mais reais, já que os sistemas simulados possuíam compensação de dispersão total.

8 CONCLUSÃO

8.1 *Conclusões do trabalho*

Nesta dissertação foi mostrada uma metodologia para obtenção de algoritmos de roteamento dinâmico com controle de admissão de conexões (CAC/RWA). No Capítulo 1 foi feito uma breve introdução e motivação para o presente trabalho. No Capítulo 2 foi introduzida a Equação Não-linear de *Schrödinger* que representa a evolução temporal do pulso em fibras ópticas. Os principais fatores que causam degradação dos sinais em sistemas WDM de redes ópticas como, dispersão, atenuação, *cross-talk*, SPM e XPM, também foram discutidos.

No Capítulo 3 foi descrito um modelo analítico baseado no método bombeio-sonda para obtenção da Modulação de Intensidade induzida por XPM. Foi mostrado que para uma frequência muito baixa a eficiência de IM quase não é influenciada pelo parâmetro de *walk-off* e aumenta com o quadrado da frequência. O efeito de XPM em sistemas WDM é esperado que seja menor em sistemas operando com separação maior entre canais. Esse modelo foi descrito para a situação de dois canais compartilhando de fim-a-fim um mesmo caminho óptico, e apresentou ótima concordância com as simulações numéricas apresentadas em [15]. Tal método permite ainda a obtenção de valores da variância normalizada no caso dos bombeios estarem modulados por seqüências de bits aleatórias. Porém, uma limitação desse método é considerar o canal sonda como CW. Isso impossibilita a contabilização, na degradação à saída da conexão, da influência de GVD e SPM gerada pelo próprio sonda, já que esses efeitos só atuam após o sonda sofrer flutuações de intensidade geradas por XPM.

No Capítulo 4 foi apresentada uma metodologia para obtenção de funções custo que levam em conta as limitações da camada física. Foi mostrada uma proposta empírica de função custo por enlace que apresentou uma alta correlação com as penalidades obtidas por simulação numérica para diferentes cenários de sistemas WDM. Tal função custo foi expandida para sistemas multi-enlaces, e também mostrou-se fortemente vinculada às penalidades. Uma tentativa de utilização da função custo para sistema com compensação de dispersão foi feita, porém sem sucesso. Os custos associados às penalidades não convergiram para uma determinada tendência como ocorreu para sistemas sem compensação.

O Capítulo 5 contemplou um algoritmo *off-line* de CAC/RWA baseado na função custo desenvolvida no Capítulo 4. Simulações foram feitas em diferentes topologias e os resultados para diferentes níveis de potência, espaçamento e comprimento dos enlaces foram comparados com o algoritmo de roteamento cego (sem considerar a camada física). Para sistemas com baixos níveis de potência e, mesmo para os com altos níveis de potência, mas com espaçamento entre canais maiores, as probabilidades de bloqueio chegaram a valores bem próximos aos do algoritmo cego. Porém, uma limitação desse algoritmo é o fato de não poder ser aplicado em redes construídas com enlaces com compensação de dispersão. Portanto, as simulações foram feitas para enlaces de até 30 *km* apenas. Caso contrário a degradação do sinal tornar-se-ia alta demais.

O Capítulo 6 apresentou o mesmo algoritmo *off-line* CAC/RWA, porém supervisionado por um algoritmo *on-line* baseado no método bombeio-sonda. Assim, toda conexão aceita ou não pelo algoritmo *off-line*, era supervisionada pelo *on-line*, i.e., calculava-se a variância normalizada para o canal escolhido pelo algoritmo *off-line* para atender ao pedido de conexão. Algumas deficiências no processo de acúmulo de penalidades foram detectadas. Entretanto, os algoritmos apresentaram curvas de tendência esperadas dentre de uma faixa de valores relevantes ao processo de CAC.

No Capítulo 7 mostrou uma proposta simples de algoritmo *on-line* de CAC/WA. Apenas a atribuição de comprimento de onda pode ser considerada *on-line*, já que a escolha da rota se dá pelo menor número de saltos. A rota não é escolhida utilizando-se equações completas do modelo analítico mostrado, porque para o cálculo da degradação sofrida por um sinal (sonda) ao longo da rota óptica, depende dos enlaces já percorridos e dos a serem percorridos por ele. Mesmo assim, as probabilidades de bloqueio para diferentes espaçamentos entre canais e diferentes níveis de potência, com enlaces de 80 *km* com compensação de dispersão, foram bem próximas das obtidas pelo algoritmo cego apesar do alto esforço computacional desse método. Todavia, a QoS oferecida pelo algoritmo *on-line* foi superior ao do cego em redes com conectividade limitada como constatado pelo procedimento de supervisão *on-line* da operação do algoritmo cego *first-fit*.

8.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Abaixo, seguem algumas sugestões de trabalhos futuros para complementar o trabalho desenvolvido nesta dissertação:

-
- Melhoria da função custo de forma a torná-la vinculada às penalidades acumuladas obtidas por simulações numéricas. Uma alternativa, talvez, seria o desenvolvimento de funções custo individuais para cada canal do sistema WDM;
 - Encontrar funções custo para sistemas com compensação de dispersão;
 - Desenvolvimento de algoritmos CAC/RWA feitos a partir de modelos analíticos, como o descrito aqui, de maneira a se conseguir separar a contribuição de cada enlace sem saber previamente o caminho óptico a ser percorrido;
 - Verificar o impacto das conexões a serem atendidas nas que já estão ativas de maneira a garantir que estas não percam QoS óptico enquanto duram.

APÊNDICE A

DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA

A.1 Definição

A Densidade Espectral de Potência de um sinal randômico mostra quanta potência o sinal transporta em uma largura de banda unitária em torno de uma dada frequência, ou seja, como a potência está distribuída com a frequência. Como a seqüência de bits a ser enviada num sistema WDM é essencialmente uma série aleatória de símbolos, o sinal transmitido também será um sinal aleatório.

A.2 Densidade Espectral de Potência de um Sinal Digital

Seja um sinal digital constituído por uma seqüência de símbolos elétricos a uma taxa de sinalização de $f_s = 1/T_s$ baud (um símbolo a cada T_s segundos). Cada símbolo é representado por um pulso de formato elétrico $g(t)$ multiplicado por um coeficiente adimensional a_n que assume aleatoriamente um dos k valores do conjunto limitado $\{a_1, a_2, \dots, a_k\}$, com probabilidade de ocorrência $p(a_j)$ conhecidas, sendo $\sum_{j=1}^k p(a_j) = 1$ pois a_n só pode assumir valores dentro daquele conjunto.

Seja $x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n g(t - nT_s)$ um sinal digital aleatório com duração infinita e, portanto, um sinal de potência. Sua densidade espectral de potência depende do formato elétrico dos pulsos, $g(t)$, e da distribuição estatística dos coeficientes a_j , sendo dada por:

$$P(f) = \frac{2|G(f)|^2}{T_s} \left\{ \left[R(0) - (\bar{a}_n)^2 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} [R(m) - (\bar{a}_n)^2] \cos(2\pi m f T_s) \right] \right\} \quad (\text{A.1})$$

Onde $G(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \exp(-j2\pi ft) dt$ é a Transformada de Fourier de $g(t)$;

$\bar{a}_n = \sum_{j=1}^k a_j p(a_j)$ é o valor médio de a_n ; e $R(m) = \sum_k a_j a_{j+m} p(a_j, a_{j+m})$ é o valor médio do produto de coeficientes a_n correspondentes a símbolos distantes ente si de m intervalos T_s (Função de Correlação).

Por definição, a Transformada de *Fourier* leva em consideração o espectro bilateral, freqüências positivas e negativas. Contudo, para representação de um sinal físico é necessário considerar a densidade espectral de potência unilateral (somente freqüências positivas). Daí o uso do fator 2 na Eq. (A.1), por se tratar de uma função par na freqüência.

A.1 Densidade Espectral de Potência para Pulso NRZ Unipolar

Na Fig. A.1 observa-se um sinal NRZ (*Non-Return to Zero*) onde cada bit é representado por um pulso retangular (Fig. A.2). Sendo as marcas (bits 1) e os espaços (bits 0) equiprováveis e, os símbolos a_j e a_{j+m} estatisticamente independentes, a densidade espectral de potência é dada por [25]:

$$P(f) = \frac{V^2 T_b}{2} \left| \operatorname{sinc} \left(\frac{f}{f_b} \right) \right|^2 \tag{A.2}$$

Com V representando a tensão; T_b a duração do bit; e f_b a taxa de transmissão binária em *bits/s*.

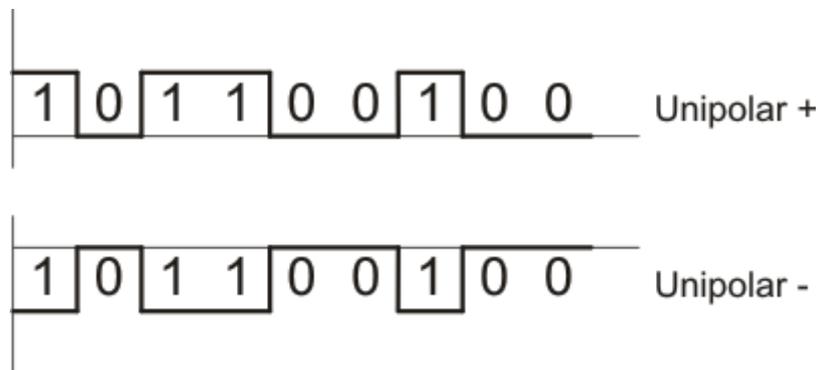


Fig. A.1 - Formato NRZ Unipolar

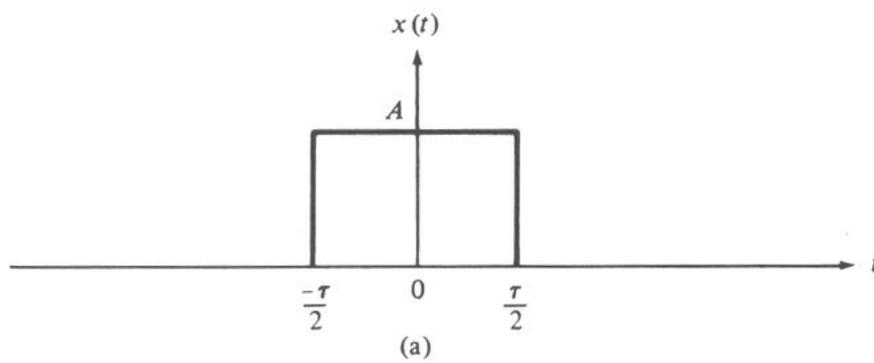


Fig. A.2 - Formato do pulso na representação NRZ

APÊNDICE B

FILTRO DE BESSEL

B.1 Definição

Os filtros de *Bessel* são um tipo de filtro eletrônico. São usados freqüentemente em aplicações de áudio devido a sua linearidade. Caracterizam-se por possuírem apenas pólos e são projetados para ter uma fase linear na banda passante para não distorcerem os sinais. Além disso, não há *ripple* na banda passante. Em contra partida, possuem uma zona de transição maior entre a banda passante e não-passante. Todas essas características podem ser observadas na Fig. B.1 e na Fig. B.2. Quando esses filtros se transformam em digital, perdem a sua propriedade de fase linear. Sua resposta em freqüência é:

$$H(s) = \frac{1}{\sum_{k=0}^N a_k s^k} \quad (\text{B.1})$$

onde N é a ordem do filtro e o denominador é um polinômio de *Bessel*, cujo os coeficientes são:

$$a_k = \frac{(2N - k)!}{2^{N-k} \cdot k! \cdot (N - k)!} \quad \text{com } k = 0, 1, 2, \dots, N \quad (\text{B.2})$$

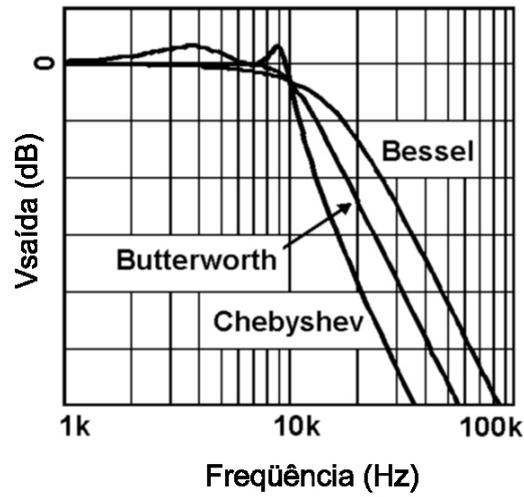


Fig. B.1 - Resposta em frequência da Amplitude dos filtros de *Butterworth*, *Chebyshev* e *Bessel*

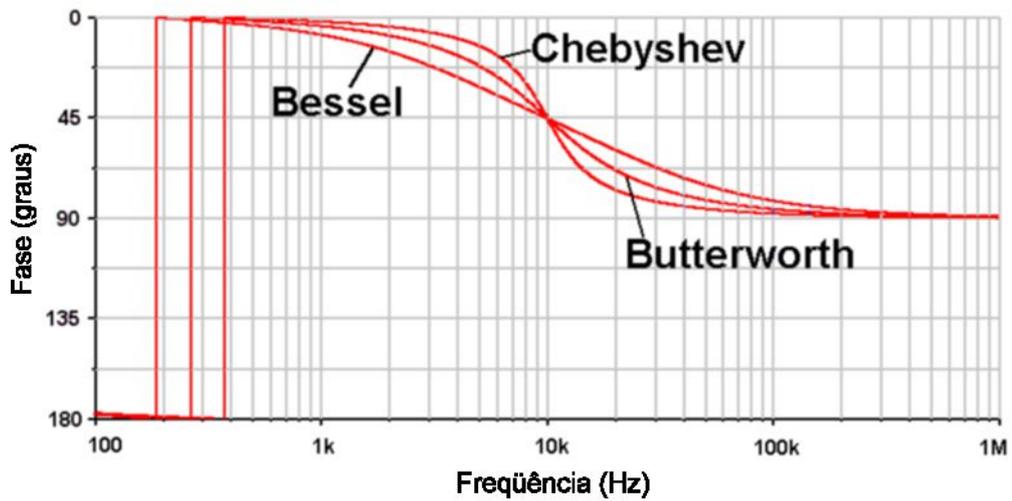


Fig. B.2 - Resposta em frequência da Fase dos filtros de *Butterworth*, *Chebyshev* e *Bessel*

APÊNDICE C

FATOR-Q

C.1 Definição

O fator-Q está relacionado com a relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* – SNR) necessária para se atingir a taxa de erro de bit (*Bit Error Rate* – BER) desejada. BER é definida como:

$$BER = \frac{\text{Número de bits recebidos com erro}}{\text{Número de bits transmitidos}} \quad (\text{C.1})$$

Sendo assim, uma $BER = 10^{-6}$ significa que 1 erro ocorreu quando foram transmitido 10^6 bits. Valores típicos de BER em telecomunicações estão entre 10^{-6} e 10^{-12} . A BER também pode ser definida como $BER = aP(0/1) + bP(1/0)$, onde $P(0/1)$ é a probabilidade de detectar o símbolo “0” quando “1” é transmitido, e $P(1/0)$ é a probabilidade de detectar o símbolo “1” quando “0” é transmitido. Já a e b são pesos que para uma seqüência binária, onde o número de símbolos “0” é igual ao número de símbolos “1”, tem-se que $a=b$. Logo, $BER = 0.5[P(0/1) + P(1/0)]$. Considerando um ruído com função densidade de probabilidade gaussiana e que a distribuição do ruído nos símbolos “0” e “1” é similar, portanto $P(0/1) = P(1/0)$, é mostrado em [26] que:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (\text{C.2})$$

Com $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy$ sendo a função de erro complementar. Na Fig. C.1

pode-se observar a característica da curva BER versus fator-Q.

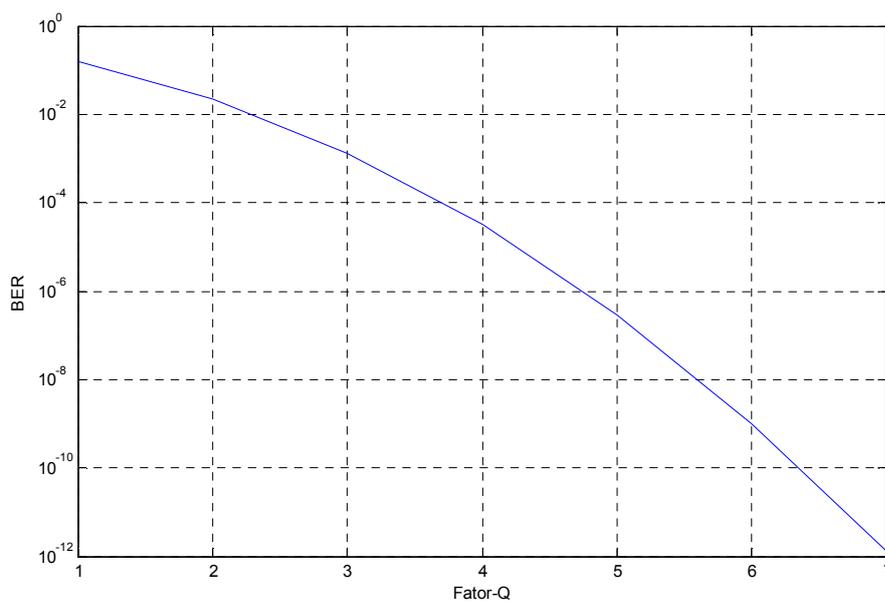


Fig. C.1 - Fator-Q x BER

Referências Bibliográficas

- [1] G.P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 2nd Ed., San Diego, CA, Academic Press, 1995.
- [2] C. Siva Ram Murthy e Mohan Gurusamy, *WDM Optical Networks: Concepts, Design and Algorithms*, Prentice Hall, 2002.
- [3] Igor Monteiro Moraes, “Diferenciação de Serviços em Redes de Comutação de Rajadas Ópticas”, Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Março 2006.
- [4] Regina M. Silveira, S. Kovach, Tereza C. M. de Brito Carvalho e W. V. Ruggiero, “Arquitetura, Topologia e Roteamento em Redes Ópticas”, XXI Simpósio Brasileiro de Computadores SBrC-2003, pp. 279-318, Natal, RN.
- [5] Rajiv Ramaswami e Kumar N. Sivarajan, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 2^a Ed., San Diego, CA, Morgan Kaufmann, 2002.
- [6] Abdelhamid E. Eshoul, H.T. Mouftah, “A Computer Aided Tool for the Performance Evolution of Next Generation WDM Wavelength-Routed Optical Networks”, *Computer Communications* 27, pp 1197-1205, 2004.
- [7] Hui Zangt, Laxman Sabasrabuddhe, Jason P. Jue, S. Ramamurthy e Biswanath Mukherjee, “Connection Management for Wavelength-Routed WDM Networks”, *Global Telecommunications Conference*, pp. 1428-1432, 1999.
- [8] Biswanath Mukherjee, “WDM Optical Communication Networks: Progress and Challenges”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 10, pp. 1810-1824, Outubro 2000.
- [9] Lars Gillner, “Transmission Limitations in the All-Optical Network”, 22nd European Conference on Optical Communication – ECOC, pp.2.39-2.44, Oslo 1996.
- [10] Byrav Ramamurthy, Debasish Datta, Helena Feng, Jonathan P. Heritage e Biswanath Mukherjee, “Impact of Transmission Impairments on the Teletraffic Performance of Wavelength-Routed Optical Networks”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 10, pp. 1713-1723, Outubro 1999.
- [11] John M. Senior, *Optical Fiber Communications Principles and Practice*, 2nd Ed., Prentice Hall, 1992.
- [12] John Gowar, *Optical Communication Systems*, 2nd Ed., Prentice Hall, 1993.

-
- [13] Ivan P. Kaminow e Thomas L. Koch, *Optical Fiber Telecommunications*, San Diego, CA, Academic Press, 1997.
- [14] Yvan Pointurier e Fariba Heidari, “Reinforcement Learning Based Routing in All-Optical Networks with Physical Impairments”, *Proceedings of the IEEE Conference on Broadband Communications, Networks and Systems (Broadnets)*, Setembro 2007.
- [15] Ruben S. Luís e A. Cartaxo, “Analytical Characterization of SPM Impact on XPM-Induced Degradation in Dispersion-Compensated WDM Systems”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 3, pp. 1503-1513, Março 2005.
- [16] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3^a Ed., New York, NY, Wiley-Interscience, 2002.
- [17] A. Cartaxo, “Impact of modulation frequency on cross-phase modulation effect in intensity modulation-direct detection WDM systems”, *IEEE Photon, Technol. Lett.*, vol. 10, no. 9, pp. 1268-1270, Setembro 1998.
- [18] A. Cartaxo, “Cross-phase modulation in intensity modulation-direct detection WDM systems with multiple optical amplifiers and dispersion compensators”, *J. Lightw. Technol.*, vol 17, no. 2, pp. 178-190, Fevereiro 1999.
- [19] A. Cartaxo, “Small-signal analysis for nonlinear and dispersive optical fibers, and its application to design of dispersion supported transmission systems with optical dispersion compensation”, *Proc. Inst. Elect. Eng. – Optoelectron*, vol. 146, pp. 213-222, Outubro 1999.
- [20] JianminWing e Klaus Petermann, “Small Signal Analysis for Dispersive Optical Fiber Communication Systems”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 1, pp. 96-100, Janeiro 1992.
- [21] A. Cartaxo, Berthold Wedding e Wilfried Idler, “Influence of Fiber Nonlinearity on the Fiber Transfer Function: Theoretical and Experimental Analysis”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 10, pp. 1803-1813, Outubro 1999.
- [22] Nobuhiko Kikuchi e Shinya Sasaki, “Analytical Evaluation Technique of Self-Phase Modulation Effect on the Performance of Cascaded Optical Amplifier Systems”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, no. 5, pp. 868-878, Maio 1995.
- [23] Ruben S. Luís e A. Cartaxo, “Impacto f Dispersion Slope on SPM Degrataion in WDM Systems With High Channel Count”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 11, pp.3764-3772, Novembro 2005.

-
- [24] M. Freitas, L. de C. Calmon e R. T. R. Almeida, “Influência do Número de Canais e Espaçamento entre Canais na Atuação da Modulação Cruzada de Fase em Sistemas WDM”, XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT 2000, Gramada-RS.
- [25] Rogério Muniz Carvalho, *Princípios de Comunicações*, 3a Ed., Vitória, ES, 2002.
- [26] Gerd Keiser, *Optical Fiber Communications*, 2nd Ed., Singapura, McGraw-Hill, 1991.