

7-1064-02

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica
Departamento de Telemática
Laboratório de Tecnologia Fotônica

Análise e Simulação de Filtros Ópticos para uso em Sistemas de Comunicação Óptica

Autor: Luis Carlos Kakimoto
Orientador: Prof. Dr. Edson Moschim

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas – FEE-UNICAMP, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Este exemplar corresponde a publicação final da tese defendida por Luis Carlos Kakimoto e aprovada pela Comissão Juizadora em 13 / 12 / 96.

Orientador

Dezembro - 1996



IDE	BC
HAMADA	UNICAMP
1930	
Ex.	
BQ, BC/	31338
C.	281197
CO.	RB.11.00
IA	13/08/97
CPD	

CM-00059509-4

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

K123a Kakimoto, Luis Carlos
Análise e simulação de filtros ópticos para uso em sistemas de comunicação óptica / Luis Carlos Kakimoto. - Campinas, SP: [s.n.], 1996.

Orientador: Edson Moschim.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações óticas. 2. Optoeletrônica. 3 Ondas óticas - Guias. I. Moschim, Edson. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Aos meus pais Içao e Diva e
às minhas tias Shizuco e Shizue.

Não é a força, mas a perseverança
que realiza grandes coisas.
S. Johnson

Agradecimentos

Ao amigo Sandro Marcelo Rossi pela inestimável ajuda em todos os momentos do mestrado.

Ao Prof. Edson Moschim pela sua orientação, paciência e convivência agradável durante todo este tempo;

Ao pesquisador Jorge Salomão Pereira e demais pesquisadores do GTF do CPqD Telebrás pelas valiosas discussões sobre o tema desta tese.

Aos meus colegas do DT, em especial ao Eric e ao Abbade.

Aos funcionários do DT e da CPG, em especial à Flávia e ao Jesus.

Aos meus colegas de república: Marciano, Ernesto e Cláudio.

À Thelma e a Louise.

A CAPES pela bolsa de estudos, indispensável para o desenvolvimento deste trabalho;

Finalmente, a todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Sumário

As redes de comunicação óptica que empregam a multiplexação por comprimento de onda (WDM - Wavelength Division Multiplex) tem como fator limitante de seu desempenho os efeitos de diafonia e de interferência intercanais. Para minimizar estes efeitos, bem como para atenuar os ruídos ópticos gerados pelos componentes ativos da rede são utilizados filtros ópticos.

Neste trabalho procuramos analisar o desempenho dos principais tipos de filtros ópticos. Para tanto foram levantadas as funções de transferência em campo destes filtros, que posteriormente foram implementadas no simulador de enlaços ópticos **PCSIMFO**. Analisamos o desempenho destes filtros em duas montagens básicas: um enlace ponto-a-ponto e um sistema WDM. Foram tomadas como parâmetro de desempenho a relação sinal-ruído, a penalidade de potência e a probabilidade de erro na saída do receptor.

No final serão apresentados alguns exemplos, para verificar a validade dos modelos utilizados.

Abstract

Optical Communication network using WDM - Wavelength Division Multiplex - are limited by the crosstalk and co-channel interference. To minimize these effects and the loss due to the optical noise generated by active components optical filters has been utilized.

In this work we analyze the performance of the most important types of optical filters. We obtained the field function transfer, that a posteriori, was implemented in a optical simulator called **PCSIMFO**.

We have analyzed the performance of these filters by two basic configurations: point-to-point enlace and WDM system. Signal to Noise relation, power penalty and probability of error in the end of receptor are used as performance parameters.

Índice

Introdução	01
1 - Sistemas Ópticos de Comunicação	03
1.1 Conceitos Gerais	03
1.2 Diagrama em Blocos do Sistema	06
1.3 Bloco Transmissor	07
1.3.1 Gerador de Sinais	07
1.3.2 Codificador de linha	07
1.3.3 Circuito de Driver	08
1.3.4 Fonte Óptica	08
1.4 Bloco Canal Óptico	10
1.4.1 Acoplador/Derivador	10
1.4.2 Fibras Ópticas	11
1.4.3 Amplificadores Ópticos	12
1.5 Bloco Receptor	13
1.5.1 Filtros Ópticos	14
1.5.2. Fotodetector	14
1.5.3 Pré-Amplificador	18
1.5.4 Circuitos de Decisão	20
1.6 Análise de Desempenho	20
1.6.1 Taxa de erros	20
1.6.2 Penalidade de Potência	22
Bibliografia	24
2- Filtros Ópticos	25
2.1 Conceitos básicos de Filtros Ópticos	25
2.2 Filtros de Fabry-Perot	27
2.3 Filtros de Mach-Zehnder	31
2.4 Filtros Acustoópticos	35
2.5 Filtros Eletroópticos	38
2.6 Grades de Difração	39
2.7 Filtros de Múltiplas Camadas Interferentes	42
2.8 Filtros Ativos a Semicondutor	43
Bibliografia	49
3- Análise e Simulação de Filtros Ópticos	51
3.1 Introdução	51
3.2 Sistema Monocanal	51
3.3 Sistema WDM	61
3.4 Comentários	80
Bibliografia	81
Conclusão	82
Apêndice A: O ambiente de Simulação PCSIMFO	84
Apêndice B: Valores utilizados na Simulação	88

Índice de Figuras

Capítulo 01

Figura 1.1 Técnicas de Múltiplo Acesso	05
Figura 1.2 Sistemas Ópticos de Comunicação ponto-a-ponto	06
Figura 1.3 Bloco Transmissor	07
Figura 1.4 Sinal na saída do gerador de sinais	09
Figura 1.5 Sinal na saída do Driver	09
Figura 1.6 Sinal na saída do laser DFB	09
Figura 1.7 Canal Óptico	10
Figura 1.8 Arquitetura básica usando amplificador óptico	14
Figura 1.9 Espectro de potência na saída do multiplexador	15
Figura 1.10 Sinal na saída da fibra óptica	15
Figura 1.11 Sinal na saída do amplificador óptico EDFA	15
Figura 1.12 Bloco Receptor	16
Figura 1.13 Sinal elétrico na saída do fotodetector PIN	21
Figura 1.14 Sinal elétrico na saída do amplificador de transimpedância	21
Figura 1.15 Sinal elétrico na saída do filtro de butterworth	21
Figura 1.16 Diagrama de olho	23
Figura 1.17 Gráfico de penalidade de potência de um sistema	23

Capítulo 02

Figura 2.1 Esquema básico do filtro óptico	26
Figura 2.2 Estrutura ressonante de Fabry-Perot	27
Figura 2.3 Funções de Transferência das diversas configurações FP	29
Figura 2.4 Estruturas de Fabry-Perot	30
Figura 2.5 Estrutura Básica do filtro óptico de Mach-Zehnder	32
Figura 2.6 Funções de Transferência das diversas configurações MZ	33
Figura 2.7 Filtro Óptico de Mach-Zehnder sintonizável	35
Figura 2.8 Esquema simplificado do filtro acustoóptico	36
Figura 2.9 Filtro acustoóptico com separação do feixe incidente	38
Figura 2.10 Filtro acustoóptico de onda caminhante	38
Figura 2.11 Filtro eletroóptico	39
Figura 2.12 Função característica de um filtro acustoóptico	40
Figura 2.13 Grade de difração	41
Figura 2.14 Função característica de um filtro baseado em grade de difração	42
Figura 2.15 Esquema de um filtro óptico de múltiplas camadas interferentes	43
Figura 2.16 Função característica de um filtro MLI	44
Figura 2.17 Filtro Óptico ativo DBR	44
Figura 2.18 Função de transferência de um filtro óptico ativo DBR	48

Índice de Figuras

Capítulo 03

Figura 3.1	Sistema monocanal simulado	52
Figura 3.2	Curvas de penalidade de potência e SNR para taxa de 2.5 Gb/s	54
Figura 3.3	Curvas de penalidade de potência e SNR para taxa de 5.0 Gb/s	55
Figura 3.4	Curvas de penalidade de potência e SNR para taxa de 10 Gb/s	56
Figura 3.5	Curvas de penalidade de potência e SNR para taxa de 2.5 Gb/s e FWHM fixo de 1 nm	58
Figura 3.6	Curvas de penalidade de potência e SNR para taxa de 5.0 Gb/s e FWHM fixo de 1 nm	59
Figura 3.7	Curvas de penalidade de potência e SNR para taxa de 10 Gb/s e FWHM fixo de 1 nm	60
Figura 3.8	Sistema WDM de 4 canais simulado	61
Figura 3.9	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro FPCS	64
Figura 3.10	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro FPDP	65
Figura 3.11	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro FPDC	66
Figura 3.12	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro FPVE	67
Figura 3.13	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro FP3M	68
Figura 3.14	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro MZ2N	69
Figura 3.15	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro MZUD	70
Figura 3.16	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro MZCD	71
Figura 3.17	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro MZBD	72
Figura 3.18	Curvas de probabilidade de erro para taxas de 2.5 Gb/s e filtro AOFT	73
Figura 3.19	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro DGFT	74
Figura 3.20	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro MLIFT	75
Figura 3.21	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e filtro DBRFT	76
Figura 3.22	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 2.5 Gb/s e sistema WDM	77
Figura 3.23	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 5.0 Gb/s e sistema WDM	78
Figura 3.24	Curvas de probabilidade de erro para taxa de 10 Gb/s e sistema WDM	79

ABREVIACOES UTILIZADAS NO TEXTO:

BER: taxa de erro de bit.
DBR-FT: Filtro óptico ativo baseado em Laser DBR.
DG-FT: Filtro óptico baseado em Grade de Difraco.
FP: Filtro óptico de Fabry-Perot.
FPSC: Filtro óptico de Fabry-Perot de Cavidade Simples.
FPDP: Filtro óptico de Fabry-Perot de Dupla Passagem.
FPDC: Filtro óptico de Fabry-Perot de Dupla Cavidade.
FPVE: Filtro óptico de Fabry-Perot do tipo Vernier.
FP3M: Filtro óptico de Fabry-Perot a três espelhos.
MLI-FT: Filtro óptico de Múltiplas Camadas interferentes.
MZ: Filtro óptico de Mach-Zehnder.
MZ 2N: Filtro óptico de Mach-Zehnder do tipo 2N
MZ UD: Filtro óptico de Mach-Zehnder do tipo Distribuico Uniforme.
MZ CD: Filtro óptico de Mach-Zehnder do tipo Distribuico Cossenoidal.
MZ BD: Filtro óptico de Mach-Zehnder do tipo Distribuico Binomial.
SNR: Relaco Sinal-Ruído
Sistema IM/DD: Sistema com Modulao em Intensidade e Deteco Direta.
WDM: Multiplexaco pôr Divisão de Comprimento de Onda

Introdução

Atualmente estão sendo desenvolvidas técnicas e procedimentos que permitirão em um futuro próximo, a existência de uma via de informação de altíssima velocidade. Através das recentes técnicas de transmissão de sinais, esta via suportará sinais de vídeo, áudio, dados e outras estruturas mais complexas de informação.

As tecnologias de sistemas de comunicação baseadas no método de transferência assíncrona (ATM) são os primeiros passos para se atingir o objetivo citado. Porém, tecnologias e interfaces mais amigáveis com o usuário deverão atender aplicações mais complexas como a televisão de alta definição (HDTV) ou os serviços de vídeo conferência. Assim sendo, os sistemas de comunicação necessitarão de canais com capacidade cada vez maiores. As atuais pesquisas em sistemas fotônicos mostram que as técnicas fotônicas podem concretizar estas aplicações.

As primeiras redes de comunicação levavam apenas informação telefônica no formato analógico e eram multiplexadas em frequência. Posteriormente a tecnologia dos "modems" facilitou a transmissão de dados binários a baixas velocidades. Mais tarde, com o desenvolvimento da tecnologia de semicondutores, o processamento digital da informação tornou-se realizável. O uso de sistemas digitais, com os sinais multiplexados no domínio do tempo, reduziu o número de restrições sobre a transmissão de informação. Atualmente esta evolução continua com o desenvolvimento do ATM e a instalação da hierarquia digital síncrona (SDH). Estas tecnologias porém são bastante limitadas para aumentarmos consideravelmente o fluxo de dados de um sistema com processamento elétrico de sinais. Por outro lado sistemas ópticos com transmissão de alta velocidade utilizando circuitos eletrônicos são de difícil implementação à taxa de bits superior a dezenas de gigabits por segundo. Os sistemas fotônicos por sua vez tem um potencial para suplantarem estes problemas e gerar sistemas de transporte flexíveis, simples e de alta capacidade.

Podemos classificar os sistemas fotônicos de acordo com o tipo de multiplexação que estas empregam para a transmissão de seus canais de informação. De um modo geral existem dois tipos de multiplexação nas redes ópticas: multiplexação por divisão no tempo (TDM ou OTDM)

ou multiplexação por divisão de frequência (ou comprimento de onda) FDM (WDM) que são as principais tecnologias disponíveis para a construção de redes fotônicas de alto desempenho.

Podemos considerar como principais limitações à multiplexação por comprimento de onda : os efeitos de Diafonia (Crosstalk); os efeitos de polarização nos multi/demultiplexadores; Diafonia devido a conversão Raman; Diafonia devido a efeitos não-lineares; Espaçamento mínimo entre os canais; Efeito de filtragem espectral nos filtros ópticos e difusão espectral dos lasers DFB modulados diretamente.

Para minimizar os efeitos de diafonia e de interferência intercanais, bem como para atenuar os ruídos ópticos gerados pelos componentes ativos dos sistemas fotônicos são utilizados filtros ópticos posicionados antes do bloco receptor.

Neste trabalho procuramos analisar o desempenho dos principais tipos de filtros ópticos. Para tanto foram levantadas as funções de transferência em campo elétrico destes filtros, que posteriormente foram implementadas no simulador de enlaços ópticos **PCSIMFO** . Analisamos o desempenho destes filtros em duas montagens básicas: um sistema monocanal e um sistema WDM. Foram tomadas como parâmetro de desempenho a relação sinal-ruído, a penalidade de potência e a probabilidade de erro na saída do receptor.

No capítulo 1 apresentamos os principais componentes de uma rede óptica e os critérios de avaliação de desempenho do enlace. No capítulo seguinte são apresentados os principais tipos de filtros ópticos e no capítulo 3 os resultados deste trabalho. Por fim temos um capítulo de conclusão.

Capítulo 1

SISTEMAS ÓPTICOS DE COMUNICAÇÃO

Neste capítulo apresentaremos os principais componentes de um sistema de comunicação por fibras ópticas, mostrando seus modelos sistêmicos e alguns resultados obtidos mediante o uso do software de simulação PC-SIMFO. Nosso interesse é por sistemas digitais de altas taxas com modulação em intensidade e detecção direta, ou seja sistemas do tipo IM/DD operando a taxas de Gbits/s. Serão apresentados também os critérios utilizados na análise de desempenho destes sistemas, tais como a penalidade em potência óptica, obtida a partir do diagrama de olho, e a taxa de erros, obtida a partir da relação sinal-ruído.

1.1 Conceitos Gerais

Os sistemas de comunicação podem ser divididos em dois grupos: sistemas ponto-a-ponto, onde existe uma conexão individual entre um terminal transmissor e um terminal receptor e sistemas multiponto, nos quais em uma mesma linha podem estar conectados diversos terminais. Na transmissão multiponto, onde as configurações mais comuns são o barramento, o anel e a estrela, pode-se ter uma estação enviando dados simultaneamente para várias outras através da mesma via ou várias estações tentando enviar informações ao mesmo tempo. Neste tipo de transmissão, um acoplador (passivo ou ativo) é utilizado para distribuir o sinal. A orientação do transporte da informação da origem ao destino e o gerenciamento do canal são feitos através de protocolos de informação.

Os sistemas de comunicação também podem ser classificados de acordo com sua evolução tecnológica: os chamados sistemas de primeira geração empregam tecnologia eletrônica e tem como meio de transmissão os cabos coaxiais e os pares de cobre trançado, apresentando baixa taxa de transmissão. Já os sistemas de segunda geração utilizam a fibra óptica em substituição aos cabos de cobre porém tem ainda o processamento elétrico do sinal. Com os sistemas de terceira geração além do meio de transmissão, as fontes e os receptores do sinal também são ópticos aproveitando ao máximo a elevada capacidade de transmissão da fibra.

Podemos também classificar os sistemas fotônicos de acordo com o tipo de multiplexação que estes empregam para a transmissão de seus canais de informação. De um modo geral existem dois tipos de multiplexação nos sistemas ópticos: multiplexação por divisão no tempo (TDM óptico ou elétrico) ou multiplexação por divisão de frequência (ou comprimento de onda) FDM (WDM) .

A distinção entre os sistemas WDM e FDM é feita de acordo com o espaçamento em comprimento de onda entre os canais. Assim considera-se como WDM os sistemas que possuem espaçamento de canais entre 100nm e 10 nm. Quando temos um espaçamento menor entre os canais (por exemplo entre 0.1nm e 1 nm) o sistema é chamado de DWDM (Dense Wavelength Division Multiplex) ou de FDM . Segundo [10] DWDM é a nomenclatura utilizada para espaçamentos da ordem de 1nm e FDM para sistemas onde o espaçamento entre os comprimentos de onda sejam da ordem da largura de faixa ou da taxa de bits do sinal.

Considerando que futuramente os sinais terão um espaçamento menor que 0.01 nm podemos falar também em DFDM (Dense Frequency Divison Multiplexing). Na tabela 1.1[10] estas diferentes classes de WDM e FDM estão sumarizadas. Convém lembrar também que é comum alguns autores se referirem aos sistemas FDM como OFDM (Optical Frequency Division Multiplexing) ressaltando que a multiplexação é feita com a frequência óptica do sinal.

Tabela 1.1 - Terminologia e Tecnologia WDM e FDM [10]

100 nm 13 THz	10 nm 1.3 THz	1 nm 130 GHz	0.1 nm 13 GHz	0.01 nm 1.3 GHz	Multiplexers/demultiplexers
<-----WDM----->					Grating, DTF F-P couplers + DFBs FFP waveguide M-Z filter
<--DWDM or FDM-->					
<--DFDM-->					

No tocante à camada de acesso ao meio temos uma grande modificação em relação às redes de primeira geração. Nos protocolos de múltiplo acesso pode ser feita uma distinção entre divisão espacial (uma divisão física para cada caminho de acesso) de um lado e uma divisão de tempo, frequência ou código do outro. Nos últimos três casos cada ligação física pode transportar um determinado número de caminhos de acesso concorrentemente, e portanto estes caminhos de acesso devem ser distinguidos uns dos outros.

A figura 1.1[4] mostra a capacidade do meio em ser subdividido de acordo com diferentes frequências, slots de tempo ou formas de ondas (respectivamente A,B e C na figura.). Os protocolos baseados nestas três técnicas são chamados respectivamente de protocolos de múltiplo acesso por divisão em comprimento de onda - WDMA (Wavelength Division MultiAccess), protocolos de múltiplo acesso por divisão no tempo - TDMA (Time Division MultiAccess) e protocolos de múltiplo acesso por divisão do código - CDMA (Code Division MultiAccess).

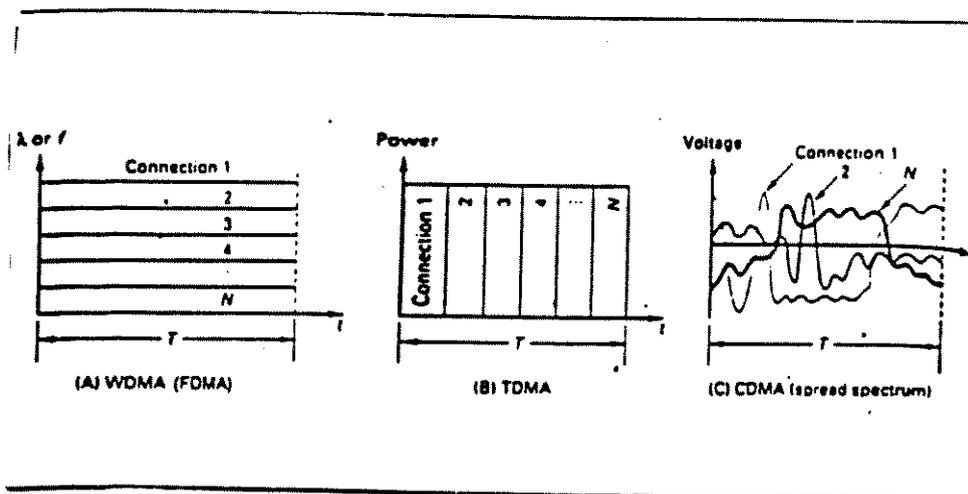


Figura 1.1: Técnicas de Múltiplo Acesso: (A) FDMA/WDMA, (B) TDMA e (C) CDMA [4]

Embora estas classes de múltiplo acesso sejam amplamente utilizadas nas redes de primeira e segunda geração, com a predominância do TDMA, para as redes de terceira geração tanto as técnicas TDMA quanto CDMA apresentam diversos problemas de sincronização e vulnerabilidade a efeitos de dispersão que não são encontrados no WDMA tornando-o uma alternativa bastante atraente.

Quanto aos protocolos por divisão espacial, estes correspondem a uma alternativa de chaveamento empregando chaves fotônicas que podem ser por chaveamento de circuitos ou chaveamento de pacotes, sendo estes últimos mais rápidos porém de custo mais elevado o que restringe seu uso

a redes locais (LANs) e redes metropolitanas (MANs).

Neste capítulo apresentaremos os principais blocos construtivos dos sistemas de comunicação digital e de alta velocidade do tipo ponto-a-ponto, quando usado para transmitir uma única portadora ou várias portadoras (sistemas WDM). Nosso enfoque será baseado nos modelos implementados no software **PC-SIMFO**, que é um ambiente desenvolvido, no Laboratório de Tecnologia Fotônica da FEEC-UNICAMP, para avaliar o desempenho de sistemas ópticos.

1.2 Diagrama em Blocos do Sistema:

Atualmente, a maioria dos sistemas de comunicação por fibras ópticas, implementados fisicamente, é do tipo incoerente, ou seja, o parâmetro modulado da portadora é a intensidade de potência óptica e a detecção é feita diretamente no receptor. Estes sistemas são chamados de sistemas de modulação em intensidade e detecção direta (IM/DD). Na figura 1.2 tem-se duas topologias básicas de sistemas ponto-a-ponto estudadas neste trabalho.

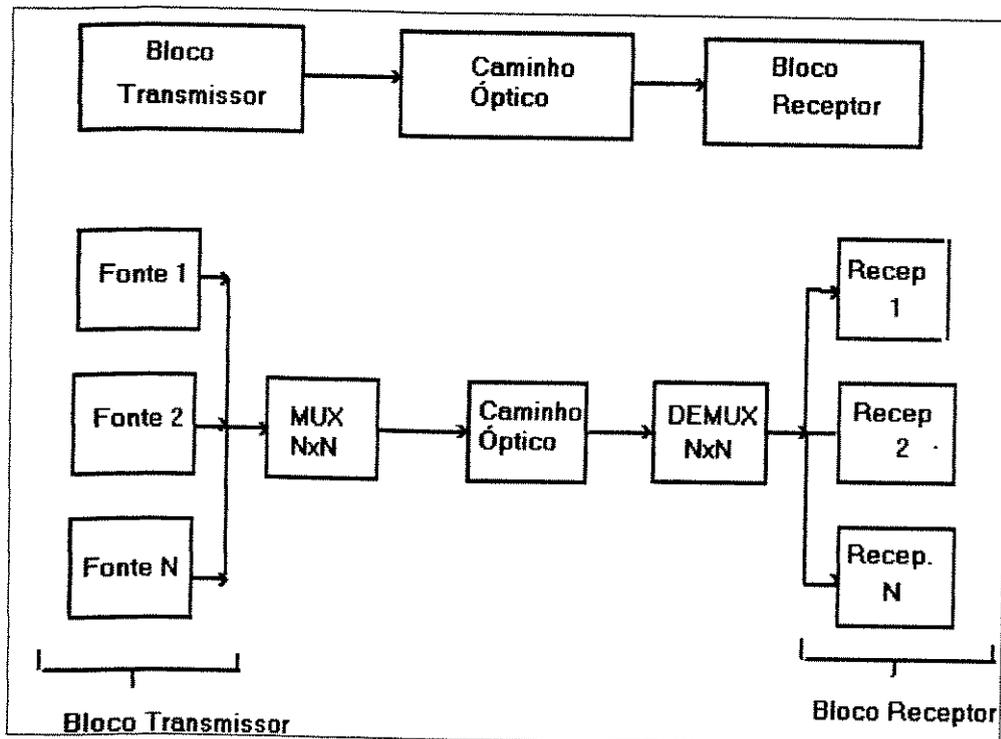


Figura 1.2: Sistemas ópticos de comunicação ponto-a-ponto : (a) ligação ponto a ponto com portadora única, (b) Sistema com múltiplas portadoras.

1.3 Bloco Transmissor

O bloco transmissor, esquematizado na figura 1.3 consiste de um gerador de sinais, um codificador de linha, um driver e uma fonte óptica.

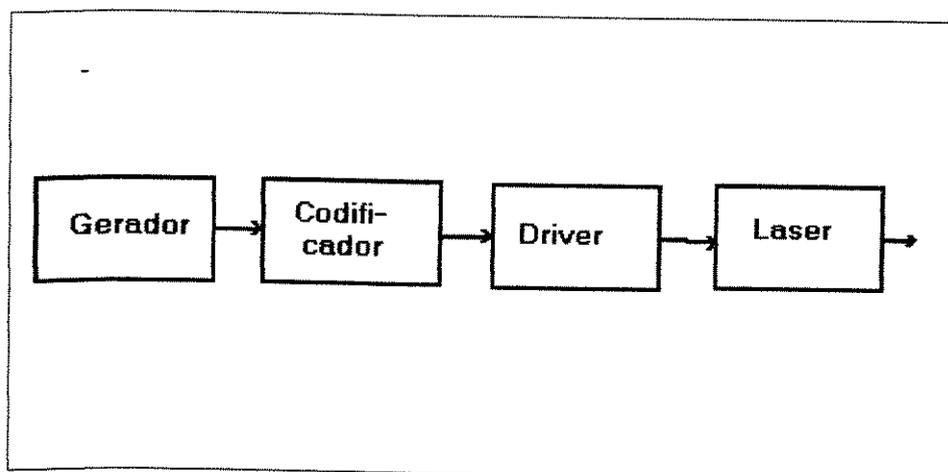


Figura 1.3: Bloco Transmissor

1.3.1 Gerador de sinais

O sinal produzido pelo gerador de sinais é composto de uma seqüências de pulsos binários a uma determinada taxa de transmissão. O trem de pulsos consiste em uma seqüência alternada de zeros e uns. O pulso isolado é formado pelo primeiro bit um e demais bits zeros. A seqüência aleatória é formada por um gerador de números aleatórios. A rigor, quando simula-se um gerador, a seqüência gerada pelo computador é quase aleatória, pois cada número, exceto o primeiro depende do número anterior [2]. Portanto, um determinado valor inicial gera sempre a mesma série de números. Um gerador de números aleatórios é considerado bom se produzir uma distribuição estatisticamente uniforme, independente e reprodutível [1].

1.3.2 Codificador de linha

Para minimizar a ocorrência de longas seqüências de zeros e/ou de uns, e dar forma adequada à densidade espectral do sinal transmitido, usam-se os codificadores de linha. Os tipos de codificação de sinais são: NRZ - não retorno a zero, RZ - retorno a zero e Manchester. No código NRZ, o pulso dura o período do intervalo de tempo destinado a sua transmissão. No código RZ o

pulso, representando o bit "um", dura uma certa fração do intervalo de tempo destinado a sua transmissão. No código Manchester, o pulso é representado por uma metade do intervalo de sua duração, no estado alta ou baixo, e a outra metade em seu estado complementar.

1.3.3 Circuito de Driver

O circuito driver tem a finalidade de converter o sinal de tensão num sinal de corrente que modula diretamente a fonte de luz.

1.3.4 Fonte óptica

As fontes utilizadas em sistemas de comunicação por fibra óptica são exclusivamente dispositivos semicondutores de junção: diodos emissores de luz (LEDs) e lasers de injeção.

Os lasers apresentam maior potência de saída, menor largura espectral, tempo mais rápido de chaveamento que os LEDs sendo portanto mais adequados como fontes ópticas para os sistemas de alta velocidade.

Os modelos usuais para avaliar o comportamento dinâmico do laser são as equações de taxa, apresentadas abaixo para um laser monomodo:

$$\frac{dp}{dt} = \Gamma G (n - n_0) p - \frac{p}{\tau_p} + \frac{\beta \Gamma n}{\tau_n} \quad (1.1)$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{I(t)}{qV_a} - G(n - n_0)p - \frac{n}{\tau_n} \quad (1.2)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{2} \alpha \left[\Gamma v_g a_0 (n - n_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] \quad (1.3)$$

$$G = v_g a_0 / (1 + \epsilon p) \quad (1.4)$$

onde p e n são as densidades de fótons e elétrons na região ativa, ϕ é a fase do campo óptico, Γ é o fator de confinamento do modo na cavidade, n_0 é a concentração de elétrons na transparência, τ_p é o tempo de vida do fóton, β é a fração de emissão espontânea, τ_n é o tempo de vida do elétron, $I(t)$ é a corrente injetada, q é a carga eletrônica, V_a é o volume da região ativa, α é o fator de largura de linha, v_g é a velocidade de grupo, a_0 é o coeficiente de ganho da região ativa e ϵ é o fator de compressão de ganho e G é o ganho.

Na figura 1.6 apresentamos o sinal em potência óptica gerado no bloco transmissor.

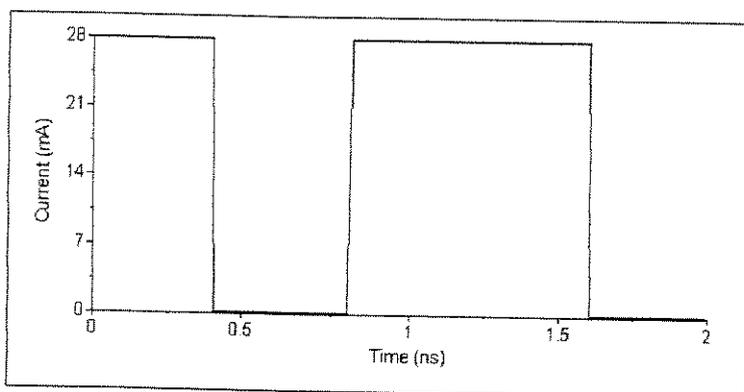


Figura 1.4: Sinal na saída do gerador de sinais

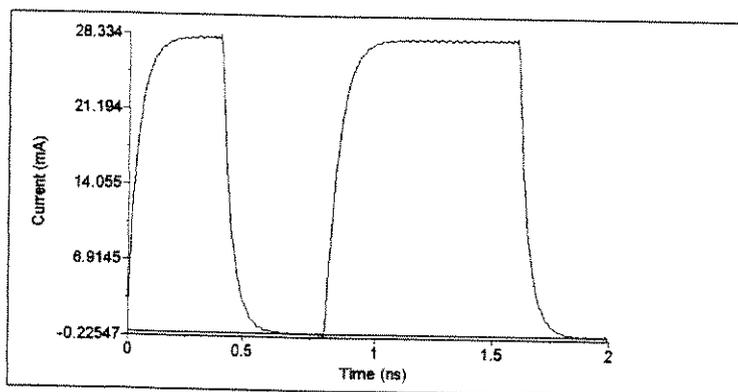


Figura 1.5: Sinal na saída do Driver

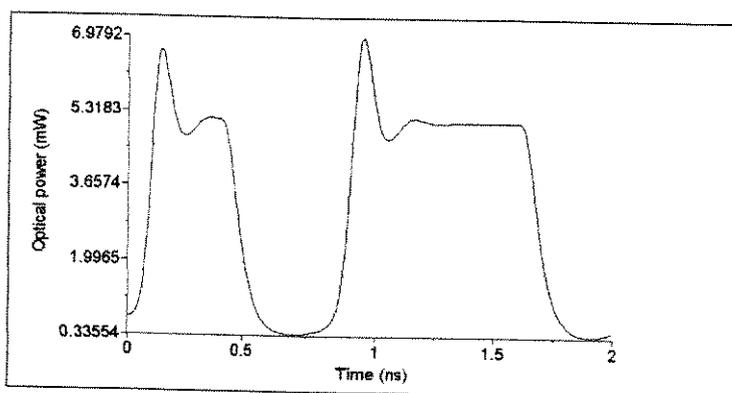


Figura 1.6: Sinal na saída de um laser DFB

1.4 Bloco Canal Óptico

O canal óptico corresponde a parte do sistema pela qual o sinal é enviado ao bloco receptor. O caminho óptico constitui-se basicamente de seguintes elementos: os acopladores/derivadores, as fibras ópticas e os amplificadores ópticos, conforme vemos na figura 1.7.

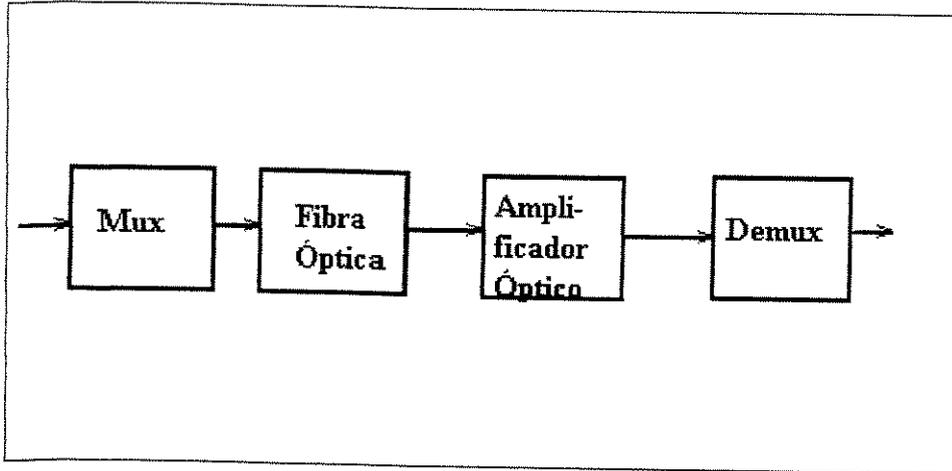


Figura 1.7: Canal óptico

1.4.1 Acoplador/Derivador

A função do acoplador é o de combinar em uma única fibra a potência de diversos sinais ópticos. No caso de um sistema WDM, o acoplador faz o papel de um multiplexador em comprimento de onda. O derivador, por sua vez, realiza a função oposta do acoplador, ou seja divide a potência óptica proveniente da fibra entre os diversos receptores. Quando associado a um filtro óptico o derivador atua como um demultiplexador.

O método de análise dos acopladores/derivadores é baseado na representação por matriz de Jones [5]. Para os acopladores de 3dB a matriz de transferência pode ser expressa como:

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_{1s} \\ \vec{E}_{2s} \end{bmatrix} = t_c \begin{bmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j\sqrt{\alpha} \\ j\sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_{1e} \\ \vec{E}_{2e} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

onde t_c é a transmitância do acoplador, α é a razão de acoplamento, \vec{E}_{1e} e \vec{E}_{2e} são os sinais (em campo elétrico) nas duas entradas do acoplador e \vec{E}_{1s} e \vec{E}_{2s} são os sinais nas duas saídas do dispositivo.

Na figura 1.9 mostramos o espectro de potência do sinal multiplexado em comprimento de onda.

1.4.2 Fibras Ópticas

A fibra óptica monomodo é atualmente o mais eficiente meio de transmissão para uso em sistemas de comunicação, devido às suas características de baixa atenuação e alta capacidade de transmissão.

Utilizando a teoria eletromagnética e algumas simplificações obtemos em primeira aproximação um modelo linear em campo elétrico para a fibra, expressa através da função de transferência abaixo:

$$H_{fibra}(w) = \exp[jwt - \gamma(w)z] \quad (1.6)$$

$$\gamma(w) = \alpha(w) + j\beta(w) \quad (1.7)$$

onde:

- z é a direção de propagação do sinal na fibra.
- $\gamma(w)$ é a constante de propagação.
- $\alpha(w)$ é a constante de atenuação.
- $\beta(w)$ é a constante de fase.

Os efeitos da dispersão na fibra podem ser avaliados expandindo-se a constante de fase de propagação modal β por uma série de Taylor em torno da frequência central w_0 , onde consideramos como termos relevantes até a segunda ordem da expansão:

$$\beta(w) = n(w)\frac{w}{c} = \beta_0 + \beta_1(w - w_0) + \frac{1}{2}\beta_2(w - w_0)^2 \quad (1.8)$$

$$\beta_1 = 1/v_g \quad (1.9)$$

$$\beta_2 = -\frac{\lambda^2 D}{2\pi c} \quad (1.10)$$

onde v_g é a velocidade de grupo e D é a dispersão cromática, que é dada por:

$$D = 10^{15} \frac{S(\lambda - \lambda_0)}{c \lambda^2} \quad (1.11)$$

onde:

- S é a constante do material

- λ_0 é o comprimento de onda de mínima dispersão cromática.

Com isso a função de transferência da fibra pode ser expressa como:

$$H_{fibra}(w) = \exp j(wt) \cdot \exp(-\alpha L) \cdot \exp\left(j \frac{\lambda^2 D (w - w_0)^2 L}{4\pi c}\right) \quad (1.12)$$

onde L é o comprimento da fibra.

Na figura 1.10 temos o sinal na saída de uma fibra monomodo:

1.4.3 Amplificadores Ópticos

A evolução das fibras e lasers nos anos 80, fez com que a maioria dos sistemas de transmissão passassem a ser limitados por perdas, não mais por dispersão. Com isso os amplificadores ópticos passaram a desempenhar um papel de destaque nas transmissões ópticas, amplificando os pulsos em relação a seus ruídos quântico e térmico.

Dentre os tipos mais importantes de amplificadores ópticos citamos:

- Amplificador a fibra dopada com Érbio (EDFA)
- Amplificador a fibra por emissão estimulada de Raman
- Amplificador a fibra por emissão estimulada de Brillouin
- Amplificador a semicondutor (SLA)

Os amplificadores EDFA tornaram-se os amplificadores mais utilizados nos sistemas de transmissão a fibra óptica.

Um EDFA consiste basicamente de uma fibra dopada com érbio, um acoplador óptico e uma fonte óptica de bombeio. Em adição a estes blocos básicos, um isolador óptico e um filtro óptico passa faixas são utilizados para melhorar o rendimento do dispositivo.

O ganho para os amplificadores do tipo EDFA é dado por:

$$G = G_0 \exp\left((1 - G)P_{in} \left(\frac{G_0 \ln 2}{P_{sat}(G_0 - 2)}\right)\right) \quad (1.13)$$

onde G_0 é o máximo ganho do dispositivo, P_{sat} é a potência de saturação e P_{in} é a potência média de entrada, e para o caso WDM corresponde à somatória dos valores médios do canal.

O processo de emissão de fótons com fase aleatória pelo decaimento espontâneo de elétrons do nível meta estável de um EDFA resulta no ruído ASE (Amplified Stimulated Emission). A potência deste ruído é expressa analiticamente por:

$$P_{sp} = 2n_{sp}(G - 1)h\nu B_0 \quad (1.14)$$

onde:

- B_0 é o valor da banda óptica do dispositivo
- ν é a frequência do sinal
- n_{sp} é o fator de emissão espontânea.

Na figura 1.11 temos o sinal na saída de um amplificador óptico.

Os EDFA são classificados de acordo com a direção de propagação da luz de bombeio. Assim podemos ter uma configuração do tipo propagante com o sinal e o bombeio propagando-se na mesma direção, contrapropagante com o sinal e o bombeio propagando-se em direções opostas e finalmente podemos ter um EDFA do tipo bidirecional onde temos duas fontes de bombeio propagando-se em sentidos opostos. A escolha destes tipos é feita em função de onde este serão usados.

De acordo com o seu posicionamento dentro do enlace óptico, os EDFA podem atuar como amplificadores (booster) do sinal a ser transmitido, quando posicionados na saída do transmissor, como repetidores quando posicionados no meio caminho óptico, ou como pré-amplificadores quando posicionados na entrada do bloco receptor, onde regeneram o sinal que foi transmitido. Estas três configurações básica dos EDFA são apresentadas na fig. 1.8.

1.5 Bloco Receptor

O bloco receptor é a parte do sistema na qual o sinal óptico é convertido em sinal elétrico e depois processado.

Na fig.1.12 apresentamos um receptor com detecção direta. Neste tipo de detecção o sinal óptico é convertido em sinal elétrico pelo fotodiodo, para sistemas WDM o sinal óptico é selecionado através de um filtro óptico.

O sinal elétrico é então filtrado e amplificado sendo em seguida enviado a um circuito de decisão e regeneração.

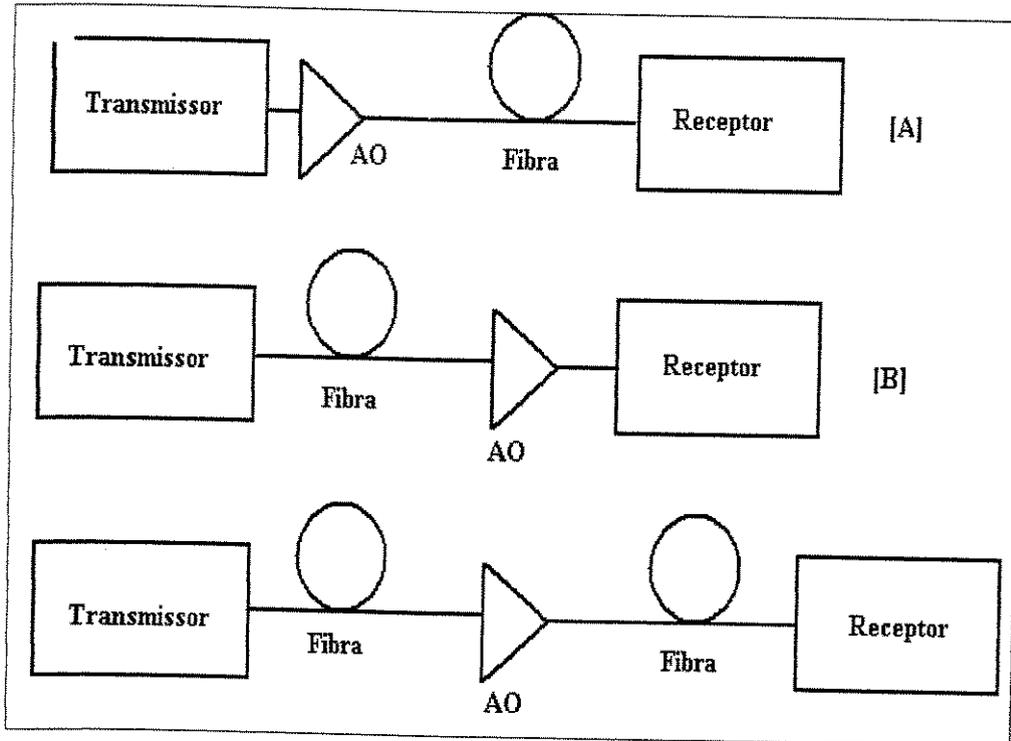


Figura 1.8: Arquiteturas básicas utilizando amplificador óptico: [A] amplificador de potência, [B] Pré-Amplificador, [C] repetidor,

1.5.1 Filtros Ópticos

Os filtros ópticos são dispositivos destinados a seleção de um dado canal óptico em um sistema WDM que trabalha com detecção direta. Como os filtros são o assunto principal desta tese eles serão analisados em maiores detalhes no próximo capítulo.

1.5.2 Fotodetector

O bloco fotodetector consiste de um fotodiodo e de seu circuitos de polarização associados. Os dois tipos de detectores mais usados nos sistemas de comunicação óptica são: o fotodiodo PIN e o fotodiodo APD .

O parâmetro do fotodiodo mais importante é a responsividade , que é definida como:

$$\mathfrak{R} = M \frac{\eta q}{h\nu} \quad (1.15)$$

onde q é a carga do elétron., h é a constante de Plack e M é o ganho médio do fotodiodo ($M = 1$ para fotodiodos PIN).

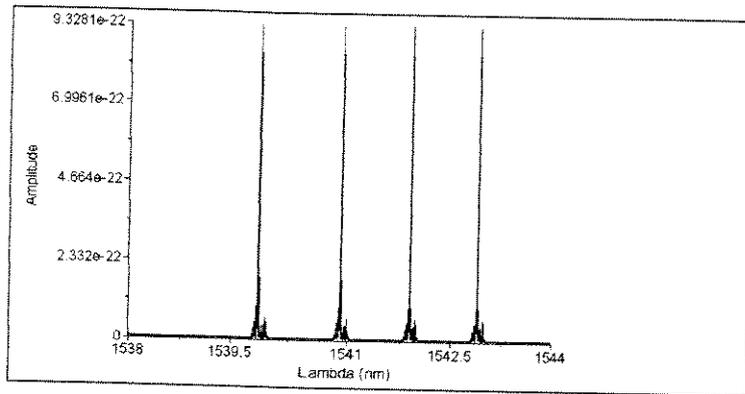


Figura 1.9: Espectro de potência na saída do multiplexador

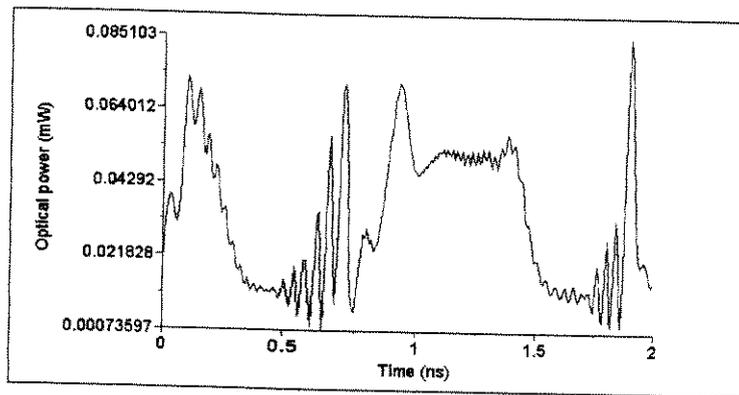


Figura 1.10: Sinal na saída de uma fibra óptica após 100 Km com dispersão de 15 ps/nm.Km e atenuação de 0.2 db/Km, referente ao sinal de entrada da figura 1.6.

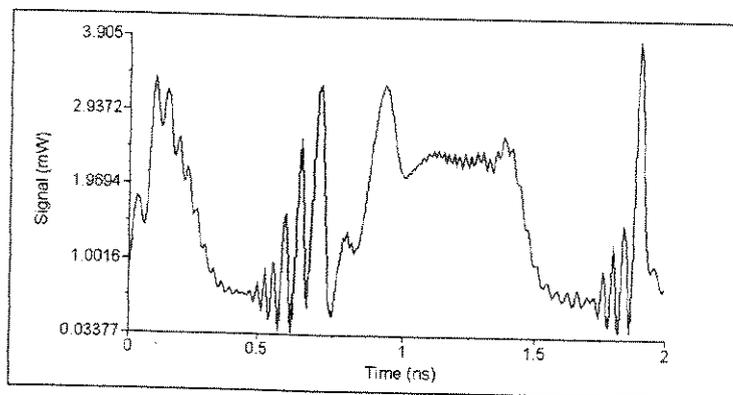


Figura 1.11: Sinal na saída do amplificador óptico EDFA referente ao sinal de entrada da figura 1.10

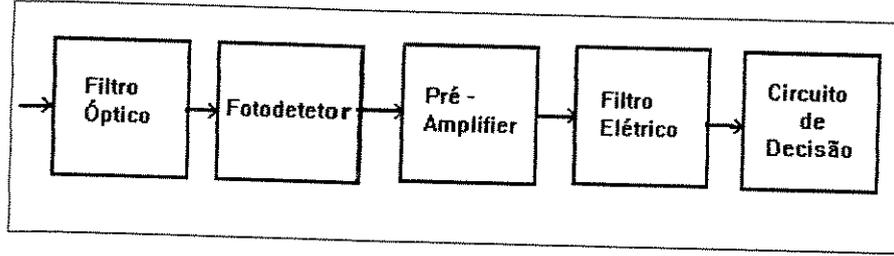


Figura 1.12: Bloco Receptor

A corrente média fotogerada é dada por:

$$\langle i_{PD}(t) \rangle = \Re M p_r(t) \quad (1.16)$$

onde $p_r(t)$ é a potência óptica recebida pelo fotodiodo.

A sensibilidade do fotodetector é essencialmente determinada pelos ruídos resultantes da natureza estatística da processo de conversão fóton-elétron e do ruído térmico do circuito de polarização. As principais correntes de ruído no fotodetector são:

- Corrente de ruído balístico ou quântico proveniente da natureza estatística da fotogeração.
- Corrente de ruído balístico gerado pela corrente de escuro.
- Corrente de ruído térmico gerado pelo resistor de polarização.

Quando temos a presença de um amplificador óptico, o ruído de emissão espontânea adicionado pelo mesmo, ocasiona o aparecimento das seguintes fontes de ruído:

- Corrente de ruído balístico sinal -ASE .
- Corrente de ruído balístico ASE-ASE.

Com o efeito da corrente de ruído o valor de corrente no fotodiodo é expresso como:

$$i_{PD}(t) = \langle i_{PD}(t) \rangle + n_{PD}(t) \quad (1.17)$$

onde $n_{PD}(t)$ é a corrente total de ruído gerada no fotodiodo.

A densidade espectral do ruído é dada por:

$$S_{n_{PD}} = S_{i_B} + S_{R_B} \quad (1.18)$$

onde:

S_{i_B} é a densidade espectral da corrente de ruído interna do fotodiodo.

S_{R_B} é a densidade espectral da corrente de ruído gerada pela resistência de polarização do fotodiodo.

Em geral para os fotodiodos pin a corrente de ruído térmica gerada pelo resistor e pelos elementos ativos do circuito amplificador são as fontes de ruído dominante. Para os fotodiodos de avalanche os ruídos do fotodetector são usualmente dominantes em relação ao ruído térmico.

A densidade espectral da corrente de ruído gerada pela resistência de polarização do fotodiodo pode ser expressa como:

$$S_{R_B} = \frac{4K_B T}{R_B} \quad (1.19)$$

onde K_B é o valor da constante de Boltzmann e T é a temperatura.

A densidade espectral da corrente de ruído balístico é definida como:

$$S_{i_B} = 2q\{[\langle i_{PD}(t) \rangle + i_{obsM}]\langle m^2 \rangle + i_{obsNM}\} \quad (1.20)$$

onde:

i_{obsM} é a corrente de escuro gerada na junção pn do fotodiodo.

i_{obsNM} é a corrente de escuro gerada na superfície do fotodiodo.

$\langle m^2 \rangle$ é o valor quadrático médio do ganho de avalanche e pode ser expressa como:

$$\langle m^2 \rangle = M^2 F(M) \quad (1.21)$$

onde $F(M)$ é o fator de excesso de ruído do fotodiodo.

O fator de excesso de ruído depende da taxa de ionização dos elétrons e das lacunas e da multiplicação de portadores, e da temperatura, e pode ser expresso como:

$$F(M) = M[1 - (1 - \kappa_{ef}) \left(\frac{M-1}{M}\right)^2] \quad (1.22)$$

onde κ_{ef} é a taxa de ionização.

Quando temos a presença de um amplificador óptico, o ruído de emissão espontânea adicionado pelo mesmo, ocasiona o aparecimento de batimento sinal-ASE e entre os componentes espectrais do ASE [7] no processo de fotogeração. Obtem-se então com as seguintes expressões de ruído :

$$S_{s-sp} = \left(\frac{qL}{hf_0}\right)^2 N_{sp}(G-1)hf_0 \int_{-\infty}^{+\infty} 2GP_{in}(\tau)h_r^2(t-\tau)d\tau \quad (1.23)$$

$$S_{sp-sp} = \begin{cases} 2q^2L^2N_{sp}^2(G-1)^2B_0[1 - \frac{|f|}{B_0}] & |f| < B_0 \\ 0 & |f| > B_0 \end{cases} \quad (1.24)$$

onde: L é a perda do amplificador óptico, h é a constante de Planck, q é a carga do elétron, G é o ganho do amplificador óptico, f_0 é a frequência central do filtro óptico interno ao EDFA, que limita sua faixa de frequência, $h_r(t)$ é a função de transferência do receptor e B_0 é a largura de faixa do filtro óptico interno ao EDFA. Este filtro é suposto retangular, N_{sp} é a densidade espectral de potência de ASE.

Na figura 1.13 temos o sinal elétrico na saída do fotodetector PIN:

1.5.3 Pré-Amplificador

Após o sinal óptico ser convertido em sinal elétrico pelo fotodetector, este é enviado ao estágio de pré-amplificação, onde o sinal é amplificado e equalizado para em seguida ser enviado ao circuito de decisão e de regeneração.

O pré -amplificador pode ser implementado por duas configurações básicas:

- Pré-amplificadores de alta impedância
- Pré-amplificadores de transimpedância.

A função de transferência do circuito amplificador de alta impedância é expressa como:

$$H_{AI}(f) = \frac{GR}{1 + j2\pi fCR} \quad (1.25)$$

onde G é o ganho do pré-amplificador, e R e C são a resistência e a capacitância equivalentes definidas na equação.

O amplificador de alta impedância utiliza um circuito equalizador para compensar a sua alta impedância de entrada. O circuito equalizador atenua as baixas frequências e eleva as frequências mais altas.

A função de transferência do estágio equalizador é expressa como:

$$H_e(f) = \frac{R_0}{R_s + R_0 + R_e/(1 + j2\pi fR_eC_e)} \quad (1.26)$$

Onde R_s a resistência efetiva na saída do amplificador, R_e e C_e a resistência e capacitância do circuito equalizador e R_0 a resistência na saída do bloco amplificador.

A função de transferência do circuito amplificador de transimpedância, é expressa como [4]:

$$H_{TI}(f) = -\frac{G}{(G+1)} \frac{R_f}{1 + j2\pi f C R_f / (G+1)} \quad (1.27)$$

onde R_f é a resistência de alimentação do circuito.

Mostramos na figura 1.14 o sinal elétrico na saída de um amplificador de transimpedância .

O ruído no pré-amplificador é formado por uma fonte de ruído de corrente na entrada do circuito e uma fonte de ruído de tensão na saída. Este ruído é caracterizado por uma distribuição espectral gaussiana.

Para transistores a efeito de campo as densidades espectrais da corrente e tensão de ruído são dadas por:

$$S_{ia} = 2qI_g \quad (1.28)$$

$$S_{ea} = \frac{4\Gamma K_B T}{g_m} \quad (1.29)$$

Onde I_g é a corrente de porta do FET, g_m é a sua transcondutância e Γ um fator que vale 0.7 para Si e 1.1 para GaAs .

No caso do circuito pré-amplificador empregar um dispositivo bipolar, tem-se que a resistência de entrada do amplificador R_A é a combinação paralela da resistência de polarização do transistor e da resistência de entrada do transistor R_{in} , que é definida como:

$$R_{in} = \frac{K_B T}{qi_B} \quad (1.30)$$

onde i_B é a corrente de base do transistor.

A densidade espectral de corrente de ruído e a densidade espectral de tensão de ruído são dadas por:

$$S_{ia} = 2qi_B \quad (1.31)$$

$$S_{ea} = 2qi_C \quad (1.32)$$

onde I_C é a corrente de coletor do transistor, dado por: $I_C = \beta I_B$, onde β é o ganho de corrente do transistor.

Numa configuração de transimpedância existe uma fonte de ruído gerada pela resistência de realimentação R_f , cuja densidade espectral é dada por:

$$S_{R_f} = \frac{4K_B T}{R_f} \quad (1.33)$$

Após passar pelo estágio de pré-amplificação o sinal é amplificado em ganho e filtrado. A tensão na saída do filtro é composto pelo valor médio de tensão representando o sinal de informação e o ruído provenientes dos elementos anteriores da frente de entrada do receptor, pois consideramos que o filtro não é gerador de ruído. Matematicamente tem-se que:

$$v_s(t) = \langle v_s(t) \rangle + n_s(t) \quad (1.34)$$

onde $\langle v_s(t) \rangle$ é o valor médio da tensão e $n_s(t)$ é a voltagem de ruído na saída do filtro.

1.5.4 Circuitos de Decisão:

Num receptor digital, após a amplificação, a informação é enviada para um circuito amostrador e comparador, que amostra a forma de onda em algum ponto durante cada período de bit e compara com um limiar previamente definido. Se a amplitude exceder o limiar estabelecido, o sinal é assumido como de valor "um", se não é assumido valor zero. Idealmente o sinal de saída v_{out} sempre excederá a tensão de limiar quando um bit "um" é transmitido e será sempre menor que o limiar quando o pulso estiver ausente (nível zero).

1.6 Análise de Desempenho:

O cálculo de desempenho de sistemas ópticos pode ser feito através de dois critérios básicos, um baseado na relação sinal-ruído e outro no fechamento de olho. A relação sinal-ruído é um parâmetro que nos permite avaliar a probabilidade de erro em sistemas digitais. O fechamento de olho nos possibilita ter uma medida de penalidade de potência óptica.

1.6.1 Taxa de erros

Devido a baixa ocorrência de erros em sistemas ópticos, a taxa de erros é computada analiticamente. Para tanto deve-se conhecer a distribuição de probabilidade do sinal na saída do filtro

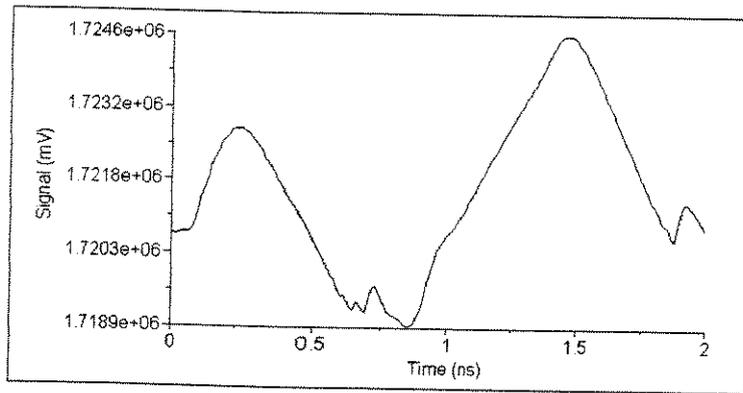


Figura 1.13: Sinal elétrico na saída do fotodetector PIN

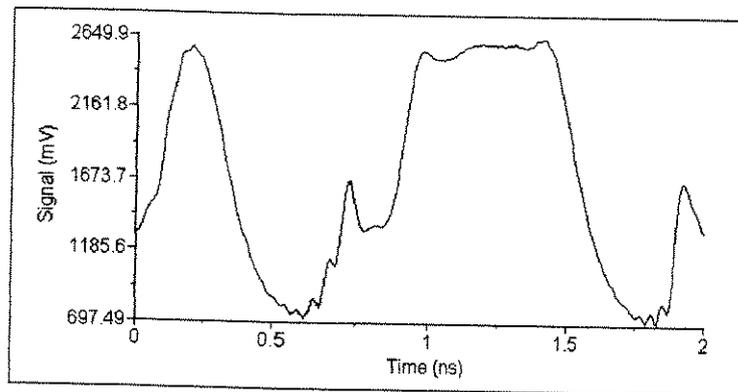


Figura 1.14: Sinal elétrico na saída do amplificador de transimpedância

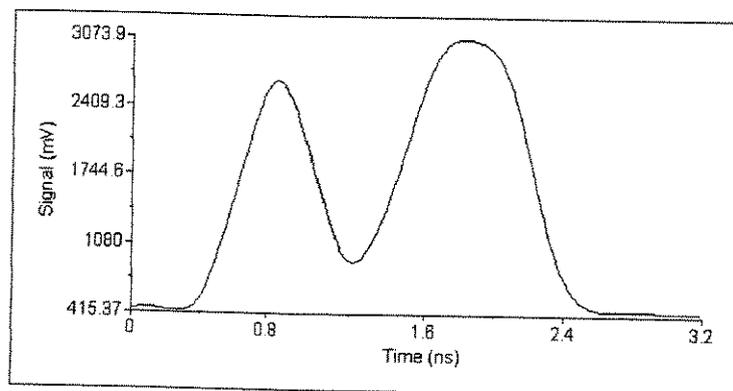


Figura 1.15: Sinal elétrico na saída do filtro de Butterworth de quarta ordem

receptor, no instante da decisão. Considerando-se que $P_1(v_{th})$, a probabilidade do sinal na saída do equalizador, é menor que o valor de limiar v_{th} quando um bit "um" é transmitido e que $P_0(v_{th})$ é a probabilidade que a tensão exceda o limiar quando um zero é transmitido, com ambas as probabilidades definidas em termos de funções de distribuição de probabilidade condicional, a probabilidade de erro P_e pode ser definida como:

$$P_e = aP_1(v_{th}) + bP_0(v_{th}) \quad (1.35)$$

onde os fatores de ponderação a e b são determinados pela distribuição *à priori* dos dados. De[4] vemos que após algumas manipulações matemáticas temos que:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{V}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \right] \quad (1.36)$$

onde:

$$\operatorname{erf} x = \frac{2}{\pi} \int_0^x \exp(-y^2) dy \quad (1.37)$$

que é a função erro, bastante conhecida. Pela equação acima, vemos que, P_e depende apenas da relação entre a amplitude do sinal V e do desvio padrão do ruído σ , esta relação é denominada relação sinal ruído, com isso relacionamos a probabilidade de erro com a relação sinal ruído.

1.6.2 Penalidade de Potência Óptica

Outra maneira de se medir a eficiência do sistema é através da técnica de abertura de olho que é um simples mas eficiente método de medida de desempenho.

O padrão de olho é gerado pela superposição de todas as M seqüências de bits transmitidas.

A degradação vertical é definida como [8]:

$$ED_v = \frac{ED_1 + ED_0}{S_1 - S_0} \quad (1.38)$$

onde S_1 e S_0 são os níveis de sinal em estado estacionário, para as lógicas UM e ZERO respectivamente, e ED_1 e ED_0 são os respectivos desvios dos níveis de sinal comparados com os níveis de estado estacionário. Sendo a completa abertura horizontal do olho igual ao intervalo de bit T , a degradação horizontal do olho pode ser expressa como:

$$ED_H = \frac{T - EO_H}{T} \quad (1.39)$$

onde EO_H é a abertura horizontal do olho.

Um diagrama de olho é mostrado na figura 1.16

A penalidade de potência para o formato NRZ pode ser obtida da degradação vertical do olho:

$$P_{penalidade}(dB) = 10 \log ED_v \quad (1.40)$$

A penalidade de potência é uma medida da potência óptica adicional em decibéis requerida para obter-se a abertura de olho ideal. A degradação horizontal do olho é devido ao tremor (jitter) da forma de onda, que afeta os instantes de amostragem no receptor. Estes efeitos podem ser traduzidos nas penalidades do sistema.

Um gráfico de penalidade é mostrado na figura 1.17

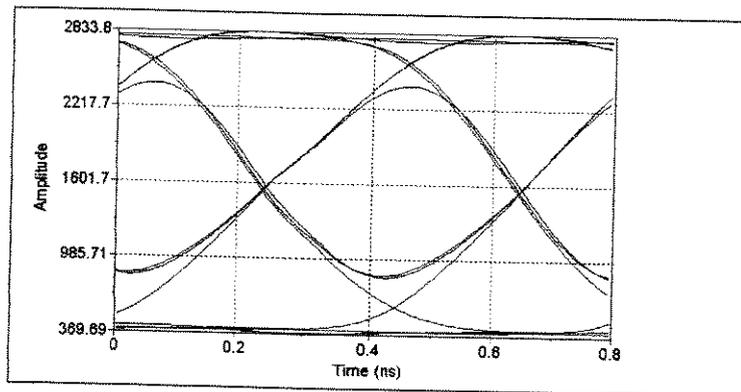


Figura 1.16: Diagrama de olho

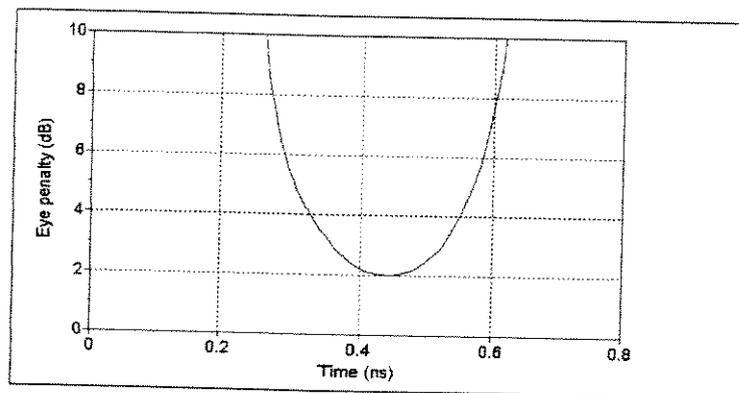


Figura 1.17: Gráfico de penalidade de um sistema

Bibliografia

- [1] Ennsner, K. M. (1993). SUN-SIMFO: Um ambiente computacional para analisar e simular componentes e sistemas de comunicação fotônicos. Tese de mestrado, FEEC, Unicamp, Campinas.
- [2] Senior, J. (1985). *Optical Fiber Communications - Principles and Practices*. New Jersey: Prentice Hall.
- [3] Schildt, H. (1989). *C Avançado - Guia do usuário*. Brasil: MacGraw Hill.
- [4] Green Jr., P. E. (1993). *Fiber Optic Networks*. New Jersey: Prentice Hall.
- [5] Yu, A. & Siddiqui, A. S. (1995). Systematic method for the analysis of optical fibre circuits. *IEE Proceedings in Optoelectronics*, 142 (04), 165-175.
- [6] Keiser, G. (1991). *Optical Fiber Communications*. New York: McGraw-Hill.
- [7] Ribeiro, M.R. N. (1996). Padrões de taxa de erros em enlaces ópticas de alta velocidade. Tese de mestrado, FEEC, Unicamp, Campinas.
- [8] Messerschmitt, D. G. et All (1992). Channel Capacity Optimization of Chirp-Limited Dense WDM/WDMA Systems Using OOK/FSK Modulation and Optical Filters. *Journal of Lightwave Technology*, 10 (08), 1148 - 1161.
- [9] Handy, W. M. & Humblet P. A. (1993). Sensitivity Analysis of direct detection optical FDMA networks with OOK modulation, 11 (5/6), 783-794.
- [10] Gao, Y. L. & Midwinter J. E. (1992). *Optoelectronics and Lightwave Technology*, New York: John Wiley & Sons.

Capítulo 2

FILTROS ÓPTICOS:

Os filtros ópticos são elementos importantes de uma rede de comunicação WDM, pois realizam o processo de seleção de um determinado canal óptico quando trabalhamos com modulação em intensidade e detecção direta, e também porque atenuam o ruído de emissão espontânea (ASE) quando usados em amplificadores ópticos. Neste capítulo vamos apresentar um estudo de vários filtros ópticos fabricados atualmente.

2.1 Conceitos Básicos de Filtros Ópticos

Um filtro óptico pode ser representado por uma caixa preta, conforme vemos na figura 2.1. Ele possui em sua entrada um ou mais sinais em diferentes frequências ópticas, e tem na sua saída, devido ao processo seletivo, apenas o sinal na frequência ou banda óptica desejada.

Quando analisamos o desempenho de um filtro óptico, os seguintes requerimentos são levados em consideração: banda óptica passante, número máximo de canais sintonizáveis, perdas causadas por inserção e diafonia, atenuação, tempo de acesso na sintonia do canal, controlabilidade do dispositivo, dependência do dispositivo com a polarização, tamanho, consumo de potência, ambiente de operação do dispositivo e custos [1].

O número de canais sintonizáveis é o parâmetro mais importante de um filtro óptico, quando usado em sistemas WDM. Podemos analisar este requerimento sob dois aspectos: primeiramente quanto à faixa na qual o filtro é ajustado e em segundo lugar quanto à seletividade da resposta em frequência quando o filtro é ajustado.

A faixa ideal de operação de um filtro óptico para atender as necessidades das redes WDM, deveria ser de 200 nm, correspondente as segunda e terceira janelas (1350 e 1550 nm), onde tem-se os mais baixos valores de atenuação das fibras ópticas monomodo atuais.

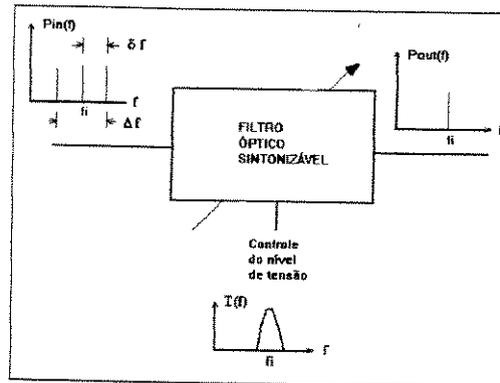


Figura 2.1: Esquema Básico do Filtro Óptico [1]

Por sua vez a seletividade de resposta em frequência nos determina qual deve ser o espaçamento mínimo entre os canais, para que uma vez selecionado o canal tenhamos as menores penalidades devido a diafonia. Este aspecto funcional é de vital importância para o dimensionamento das redes WDM .

A velocidade com o qual um filtro óptico pode ser ajustado de uma frequência a outra, dentro de sua faixa de ajuste, é determinada por seu tempo de acesso e também constitui um importante aspecto na análise de aplicabilidade do dispositivo à rede.

Outro importante fator de desempenho do filtro é sua perda por atenuação pois esta contribui para o aumento da penalidade no enlace.

Um filtro óptico deve ser estável de tal modo que uma vez ajustada uma dada frequência, fatores térmicos ou mecânicos não causem um desvio no seu ajuste maior que uma pequena fração da largura de faixa do canal, além de ser facilmente "reajustável " para qualquer valor de frequência, por isso a controlabilidade do filtro é um fator importante.

Para evitar o uso de complexos sistemas de controle de polarização, um dos requerimentos dos filtros ópticos é que estes sejam insensíveis a polarização do sinal.

De um modo geral os filtros ópticos são classificados , quanto a seus aspectos construtivos como:

- Filtros interferométricos de Fabry-Perot
- Filtros interferométricos de Mach-Zehnder
- Filtros acustoópticos

- Filtros eletroópticos
- Filtros ativos semicondutores DFB ou DBR
- Grades de difração
- Filtros de múltiplas camadas interferentes

A seguir apresentamos um estudo detalhado sobre os filtros acima citados.

2.2 FILTROS DE FABRY-PEROT

Um filtro interferométrico de FABRY-PEROT é apresentado na figura 2.2 . Ele é constituído por uma cavidade ressonante formada por um meio óptico de espessura x , denominado etalon, colocado entre dois espelhos idênticos de refletividade R . Seu princípio de funcionamento é bastante simples: a luz incidente no dispositivo é colimada e atravessa a cavidade sendo em seguida refletida pela camada refletora, este sinal refletido por sua vez atravessa a cavidade em sentido contrário e é refletida pela outra camada refletora atravessando novamente a cavidade, assim o feixe incidente sofre ao entrar na cavidade múltiplas reflexões. Os sinais refletidos por sua vez interferem com o sinal incidente e caso este possua um comprimento de onda que seja um múltiplo inteiro do comprimento da cavidade o sinal sofre interferência construtiva e é transmitido para fora da cavidade, em caso contrário a interferência é destrutiva e o sinal é atenuado.

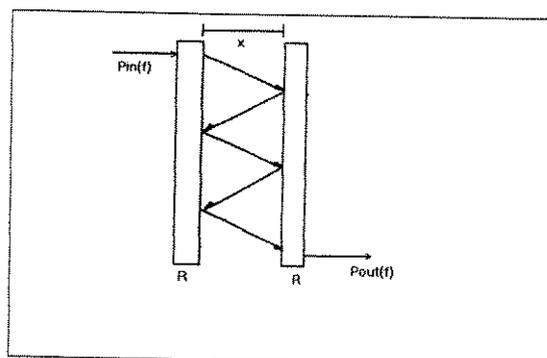


Figura 2.2: Estrutura Ressonante de Fabry-Perot [1]

Considerando-se que os espelhos possuem faces perfeitamente paralelas e livre de defeitos e que suas refletividades são constantes e o etalon é não dispersivo para a faixa óptica de interesse de [2]

temos que a função de transferência em campo do filtro de Fabry-Perot em função da frequência do sinal é dada por:

$$H_{FP}(f) = \frac{T}{1 - R \exp(j2\pi \frac{f-f_c}{FSR})} \quad (2.1)$$

onde T é a transmitância do filtro e R sua refletância e f_c é a frequência central na qual o filtro está ajustado.

FSR (Free Spectral Range) é a faixa de espectro livre é a faixa óptica existente entre um dado comprimento de onda e seu múltiplo. O FSR pode ser definido como:

$$FSR = FWHM * F \quad (2.2)$$

onde $FWHM$ é a faixa de largura a meia potência do sinal (Full Width at Half Maximum) que corresponde a faixa de 3dB do filtro óptico.

F é finesse da refletividade e corresponde a:

$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1 - R} \quad (2.3)$$

Da equação 2.1 podemos ver que a função de transferência do FPSC (Filtro de Fabry-Perot de cavidade simples) é uma função periódica, denominada função de Airy, centrada em f_c e com periodicidade dada por FSR . O número máximo de canais que podemos ter, sem problemas de diafonia, em função do faixa de espectro livre é expresso como:

$$N = FSR/\Delta\lambda \quad (2.4)$$

onde N é o número de canais e $\Delta\lambda$ é a largura espectral de cada canal.

Com o intuito de diminuirmos a faixa de cada canal e assim aumentarmos o número de canais na faixa óptica, podemos a partir da configuração básica gerarmos outras configurações [3], conforme vemos na figura 2.4.

Na figura 2.4 .b temos um filtro de Fabry-Perot de dupla passagem (FPDP), onde o sinal óptico após a transmissão é mandado de volta a cavidade ressonante sofrendo um duplo processo de interferência. A função de transferência em campo de um filtro de Fabry-Perot de dupla passagem corresponde a duas vezes a função do filtro FP de cavidade simples:

$$H_{DP}(f) = H_{FP}^2(f) \quad (2.5)$$

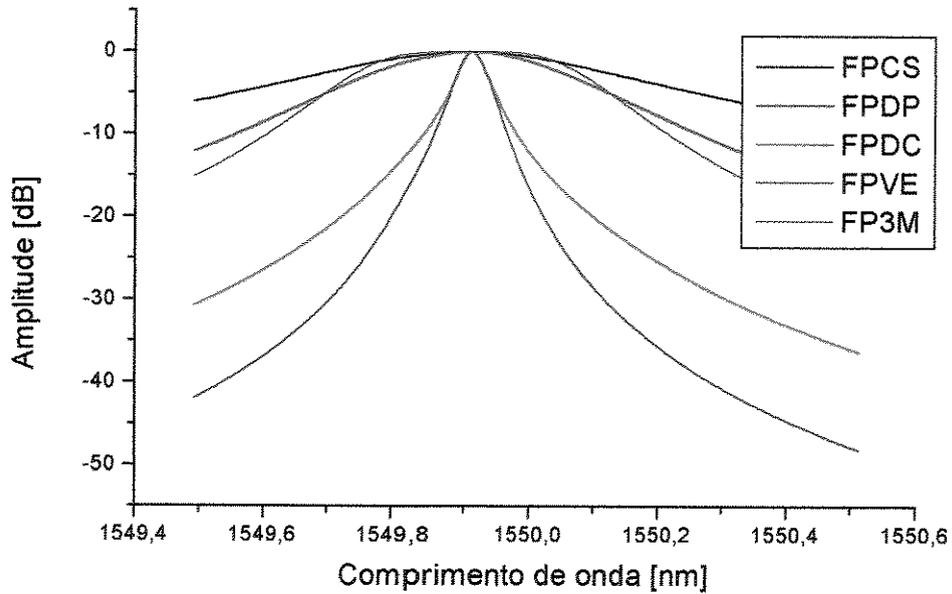


Figura 2.3: Funções de Transferência das diversas configurações de FP

Um filtro óptico de Fabry-Perot de dupla cavidade (FPDC) é mostrada na figura 2.4 .c; Neste tipo de dispositivo o sinal óptico passa por duas estruturas ressonantes acopladas em cascata e apresentando valores iguais ou aproximados de F mas FSR's muito distintos (e conseqüentemente com FWHM's distintos). Neste processo o segundo estágio realiza uma "filtragem fina" eliminando eventuais canais adjacentes pouco atenuados pelo primeiro estágio. A função de transferência é dada como:

$$H_{fs}(f) = \frac{T}{1 - R \exp(j2\pi \frac{f-f_c}{FSR_1})} \quad (2.6)$$

$$H_{ss}(f) = \frac{T}{1 - R \exp(j2\pi \frac{f-f_c}{FSR_2})} \quad (2.7)$$

$$H_{DC}(f) = H_{fs}(f) * H_{ss}(f) \quad (2.8)$$

de tal modo que:

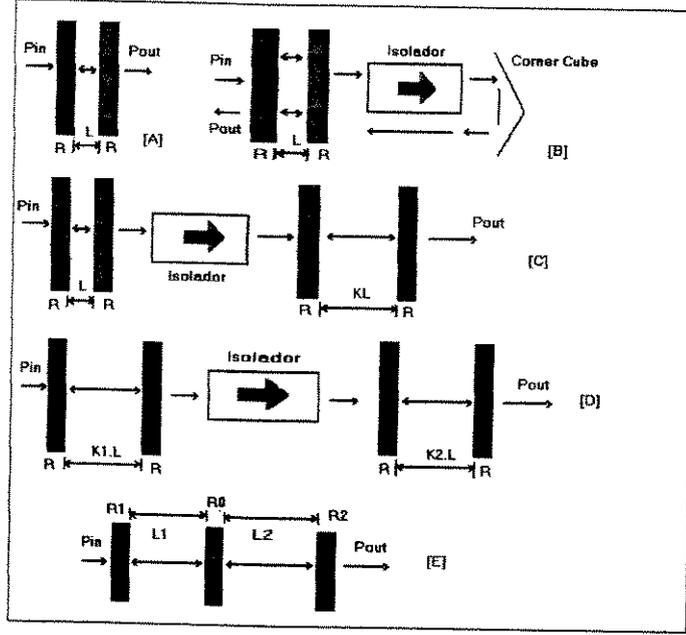


Figura 2.4: Estruturas de Fabry-Perot: [A] FP de cavidade Simples, [B] FP de dupla passagem,[C] FP de dupla cavidade, [D] FP do tipo Vernier e [E] FP de três espelhos [3] [4].

$$F = \frac{FSR_1}{FWHM_1} = \frac{FSR_2}{FWHM_2} \quad (2.9)$$

ou de outra maneira:

$$K = \frac{FSR_1}{FSR_2} \quad (2.10)$$

onde $K \geq 1$. Caso K seja muito grande o número de picos secundários da função torna-se grande e temos uma diafonia excessiva, por outro lado se K é muito pequeno temos uma diminuição da resolução efetiva do filtro.

Quando temos um filtro óptico de dupla cavidade tal que o FSR do primeiro estágio difere muito pouco do FSR do segundo estágio, temos um filtro óptico do tipo Vernier (FPVE), que é mostrado na figura 2.4.d. Esta pequena variação nos FSR's dos dois estágios resulta assim em um aumento efetivo do FSR e em uma redução do FWHM. Assim temos a mesma função de transferência em campo elétrico que a utilizada para o filtro de dupla cavidade, mas com a seguinte relação entre seus FSR's:

$$\frac{FSR_1}{FSR_2} = \frac{K_2}{K_1} \quad (2.11)$$

Onde é necessário que K_1 e K_2 sejam primos entre si para assegurar que exista uma única

freqüência dentro da largura de banda do sistema na qual ambas as cavidades tenham máxima transmissão.

Todas estas variações do FFP de cavidade simples requerem algum tipo de isolamento entre as duas cavidades para evitar-se ressonâncias indesejáveis. Conforme [4] podemos empregar atenuadores, isoladores ou mesmo uma fibra óptica com comprimento maior que o comprimento de coerência das fontes ópticas utilizadas no sistema. Algumas destas configurações de isolamento no entanto apresentam perdas elevadas ou não são muito compactas, sendo pouco utilizadas.

Uma outra variação do FFP de cavidade simples é o FFP a três espelhos (FP3M) que é mostrado na figura 2.4 .e. Neste tipo de dispositivo elimina-se a cavidade intermediária entre as duas estruturas ressonantes através da utilização de um espelho por ambas as estruturas. A função de transferência em campo elétrico do FFP a três espelhos é dada por:

$$H_{3M}(f) = \frac{(1 - R_0)(1 - R_1)(1 - R_2)}{1 - \sqrt{R_0 R_1} \exp(-j2\phi_1) - \sqrt{R_0 R_2} \exp(-j2\phi_2) + \sqrt{R_1 R_2} \exp(-j2(\phi_2 + \phi_1))} \quad (2.12)$$

onde

$$\phi_i = \pi(f - f_c)/FSR_i, i = 1, 2. \quad (2.13)$$

e R_1 é a refletividade do primeiro espelho,

R_2 é a refletividade do último espelho,

R_0 é a refletividade do espelho intermediário

Consideramos como pontos positivos das estruturas Fabry-Perot sua ampla faixa de sintonia, sua independência com a polarização e sua faixa de passagem estreita. Constituem pontos negativos seu elevado tempo de acesso, presente em alguns projetos devido a efeitos de inércia, além do fato que função de Airy que modela o dispositivo é uma função não nula que pode acarretar problemas de diafonia.

2.3 FILTROS DE MACH-ZEHNDER

Diferentemente dos filtros interferométricos de Fabry-Perot, onde o processo de seleção do canal é feita através de interferência entre as múltiplas reflexões do sinal incidente, nos filtros interferométricos de Mach-Zehnder o processo de seleção dá -se através da interferência de apenas duas versões do mesmo sinal de entrada que percorrem caminhos ópticos de comprimentos ligeiramente distintos.

Um filtro interferométrico de Mach-Zehnder simples é mostrado na figura 2.5, onde as entradas (A e B) e as saídas (1 e 2) são acopladores direcionais de 3 dB que, respectivamente particionam e recombina o sinal óptico. Um dos braços do dispositivo possui comprimento L , enquanto que o outro possui comprimento $L + \delta L$. O valor de δL é determinado pela condição de diferença de fase entre os dois braços, que para um dado comprimento de onda λ deve ser $2\pi m$ onde m indica a ordem do filtro, e pode ser um número inteiro ou semi-inteiro. De [5] temos que a diferença de fase é expressa como:

$$\Delta\phi = \beta\delta L \quad (2.14)$$

onde β é a constante de propagação dos guias de onda.

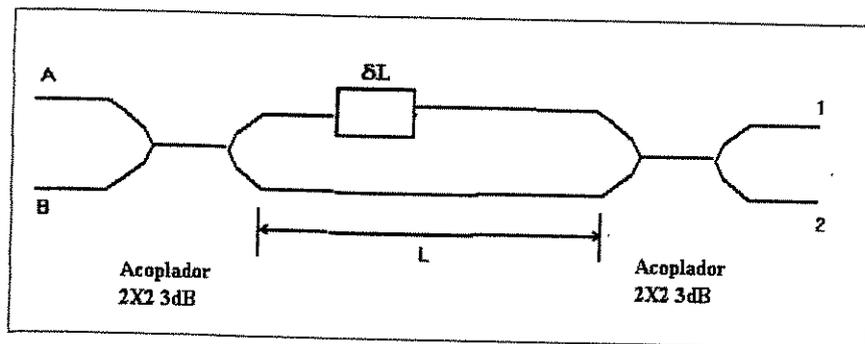


Figura 2.5: Estrutura básica do filtro óptico de Mach-Zehnder

De [1] temos que a função de transferência em campo de um filtro interferométrico de Mach-Zehnder simples pode ser expressa como:

$$H_{SMZ}(f) = \frac{1}{2j} (\exp(-j\Delta\phi) + 1) \quad (2.15)$$

onde redefinimos $\Delta\phi$ como:

$$\Delta\phi = \pi(f - f_c)/FSR \quad (2.16)$$

$$FSR = \frac{c}{n_g\delta L} \quad (2.17)$$

onde n_g é o índice de refração do guia de onda.

Para que o dispositivo selecione quaisquer um dos N canais de uma rede WDM é necessária uma finesse elevada, que pode ser obtida através da combinação em cascata de M filtros Mach-Zehnder simples, onde a relação entre o número de canais e o número de filtros é expressa [1]

como:

$$N = 2^M + 1 \quad (2.18)$$

Todos os M estágios do FMZ são idênticos, ou seja possuem a mesma diferença de caminho óptico entre seus braços, no entanto os comprimentos (e a capacidade de acoplamento) dos acopladores direcionais entre cada estágio são distintos de tal maneira que a função de transferência resultante tenha a finesse exigida, conforme vemos na figura 2.6 [5]

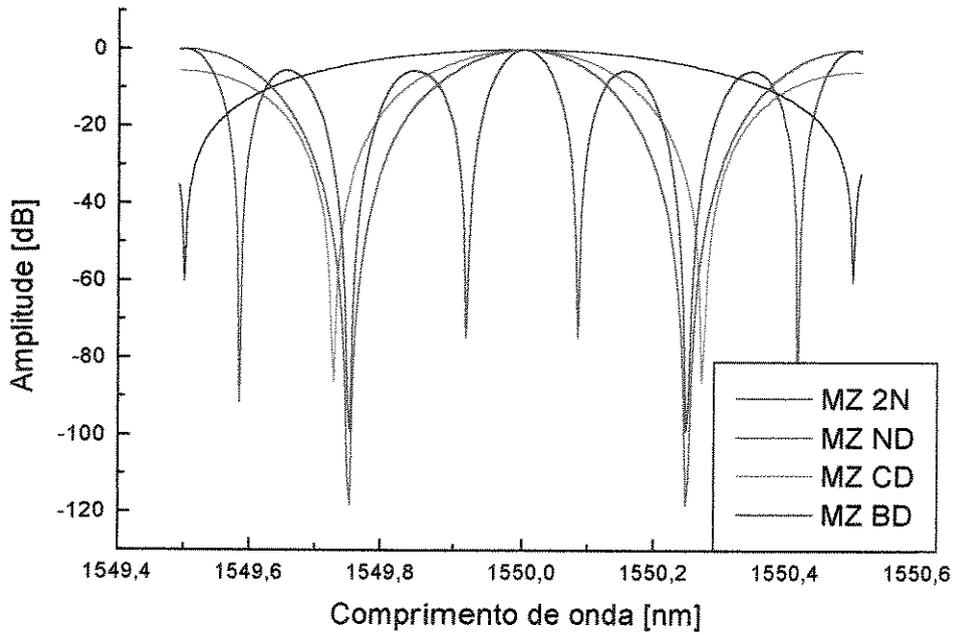


Figura 2.6: Funções de Transferência das diferentes configurações MZ.

A finesse neste caso pode ser definida como a razão entre o período de transmissão e a largura do pico de transmissão.

A função de transferência em campo do FMZ de múltiplos estágios é expressa como um produto das funções de transferência dos M estágios que compõem o dispositivo:

$$H_{MZ}(f) = \prod_{m=1}^M \frac{1}{2j} (\exp(-j\pi(f - f_c)\tau_m) + 1) \quad (2.19)$$

Onde podemos definir τ_m como:

$$\tau_m = \frac{n_g}{c} \delta L_m = \frac{1}{2^m \cdot FSR} \quad (2.20)$$

Assim o dispositivo atua equivalentemente a um único filtro MZ de um único estágio, com braços de comprimento L_{tot} definido como:

$$L_{tot} = \sum_{m=1}^M L_m \quad (2.21)$$

Para cada um dos M estágios do FMZ este comprimento total pode ser distribuído de diferentes maneiras. Esta distribuição do comprimento total sobre os estágios acopladores controla a forma da função característica do filtro, tal como sua largura de faixa de passagem ou o nível dos lóbulos secundários. Normalmente esta distribuição discreta é ponderada em relação ao comprimento total equivalente e pode ser expressa como:

$$L_m = \frac{w_m L_{tot}}{\sum_{m=1}^M w_m} \quad (2.22)$$

onde w_m representa a distribuição ponderada.

De [5] podemos utilizar algumas distribuições simples para caracterizar os FMZ. São elas:

- Distribuição uniforme (UD): $w_m = 1$ ($m = 1, 2, \dots, M$)
- Distribuição cosenoidal (CD): $w_m = \cos(\pi a ((m - (M + 2) / 2) M))$
- Distribuição Binomial (BD): $w_m = \frac{M!}{(m-1)!(M-m+1)!}$

A variação do caminho óptico e conseqüentemente a sintonizabilidade do dispositivo pode ser feita através da variação da diferença do comprimento entre os braços de cada estágio em $\lambda/2$. Esta variação pode ser feita através da inclusão de seções de Cromo no topo da estrutura planar guiada, que através de efeito resistivo variam seu comprimento com a temperatura, alterando assim o caminho óptico conforme vemos na figura 2.7.

Uma das grandes vantagens dos FMZ reside no baixo custo de fabricação que a técnica de litografia usada em sua confecção oferece. Além disso são fatores positivos as técnicas de compensação das perdas por dependência de polarização utilizando-se seções de Si_3N_4 nos guias de onda do tipo SiO_2/Si [6], e a finesse elevada obtida pelo dispositivo.

Constituem pontos desfavoráveis a complexidade do controle de sintonia e o baixo tempo de sintonia devido a inércia térmica para os dispositivos que usam seções de Cromo.

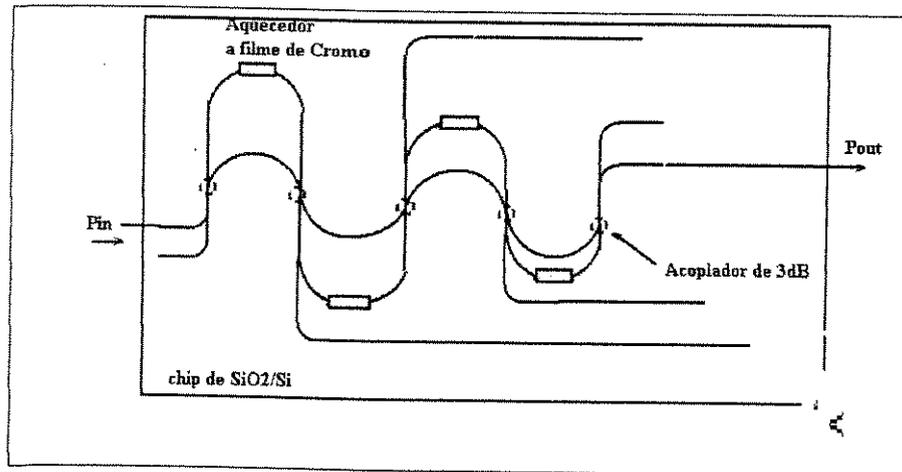


Figura 2.7: Filtro óptico de Mach-Zhender sintonizável [1]

2.4 FILTROS ACUSTOÓPTICOS:

Os filtros acustoópticos utilizam como princípio básico de funcionamento os efeitos interferentes decorrentes da interação entre ondas acústicas e ondas luminosas em um sólido [1]. As ondas acústicas produzem uma grade de difração artificial com a qual o sinal óptico interage. Quando uma onda luminosa percorre um meio sólido transparente, as compressões e distensões do material espaçadas periodicamente na estrutura causam variações no índice de refração do material nestes locais através do efeito fotoelástico. Assim sendo com a passagem de luz por um material com elevado coeficiente fotoelástico é possível formar uma grade de difração que difratará o feixe de luz incidente por um ângulo que depende do ângulo formado entre os vetores de propagação dos sinais óptico e acústico. Quando estes vetores estão em casamento de fase teremos interferência construtiva no sinal óptico, em caso contrário teremos interferência destrutiva.

Esta condição é estabelecida através da *condição de Bragg*.

Na figura 2.8, assumindo que as ondas incidente e refratadas vêm o mesmo índice de refração, as reflexões na grade interferirão construtivamente se e somente se o ângulo de incidência θ_i (e o de refração θ_d) forem iguais ao ângulo de Bragg θ_B dado por:

$$\theta_d = \theta_i = \theta_B = \arcsin\left(\frac{K}{2k}\right) = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2n\Lambda}\right) \quad (2.23)$$

com θ_B muito pequeno temos:

$$\theta_B = \frac{\lambda}{2n\Lambda} = \frac{\lambda F}{2nV} \quad (2.24)$$

onde :

λ é o comprimento de onda do sinal incidente.

k é o modulo do vetor de onda do sinal incidente.

K é o modulo do vetor de onda do sinal acústico.

F é a frequência acústica do filtro ($F = \Omega/2\pi$).

n é o índice de refração do filtro.

V é a velocidade da onda sonora dada por :

$$V = \Lambda F \quad (2.25)$$

onde Λ é o comprimento de onda do sinal acústico.

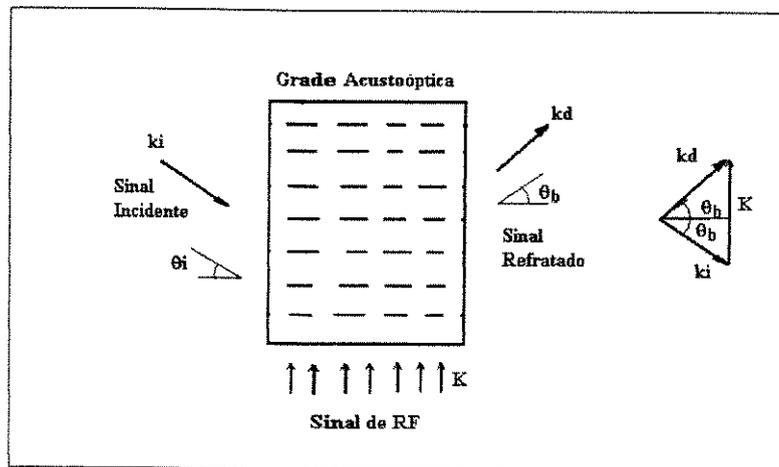


Figura 2.8: Esquema simplificado do filtro acustoóptico [1]

Em um filtro acustoóptico, tal qual visto na fig. 2.8, quando empregamos material anisotrópico como meio temos que o índice de refração efetivo será diferente para as duas polarizações do sinal. Assim sendo, teremos para satisfazer a condição de conservação de energia, que a condição de fase será dada por:

$$\lambda c = \Lambda \Delta n \quad (2.26)$$

onde Δn é a diferença entre os índices de refração vistos dois modos de polarização (TM e TE) do material.

$$\Delta n = n_{TM} - n_{TE} \quad (2.27)$$

A função de transferência em campo de um filtro acustoóptico é dada por:

$$H_{AO}(f) = \frac{\sin(\pi(f - f_c)\Delta nL/c)}{(\pi(f - f_c)\Delta nL/c)} \quad (2.28)$$

onde:

f_c é a frequência óptica que deseja-se selecionar.

L é o comprimento de interação do filtro, que é o percurso percorrido pelo sinal acústico dentro do material.

c é a velocidade da luz no vácuo.

Nos filtros acustoópticos temos que a frequência de 3dB é definida como:

$$\frac{\Delta f_c}{f_c} \cong \frac{\Lambda}{L} \quad (2.29)$$

onde Δf_c é a frequência de 3dB do filtro.

O tempo de acesso do filtro acustoóptico é dado por:

$$\tau = \frac{L}{V} \quad (2.30)$$

As estruturas ressonantes acustoópticas são empregadas na construção de filtros que empregam divisores de polarização do feixe óptico (Polarization Beam Splitters). Neste tipo de dispositivo, mostrado na figura 2.9, o sinal óptico é separado em dois feixes, cada qual contendo um único tipo de polarização, pelo divisor de polarização e em seguida os dois feixes são enviados a estrutura ressonante que inverte o estado de polarização do canal selecionado em ambos os feixes, em seguida um outro divisor de polarização se encarrega de recompor o sinal, enviado para uma de suas saídas o canal selecionado e o restante do sinal para a outra.

Um exemplo de filtros que empregam a separação por polarização é o filtro acustoóptico de onda superficial mostrado na figura 2.10. A tecnologia de onda acústica superficial permite a fabricação litográfica de filtros com baixo consumo de potência, e com um tempo de acesso na ordem de microsegundos mas com baixo FWHM. Como estes dispositivos acustoópticos possuem a propriedade de aceitar a superposição de sinais de RF é possível ter-se um filtro com várias saídas distintas.

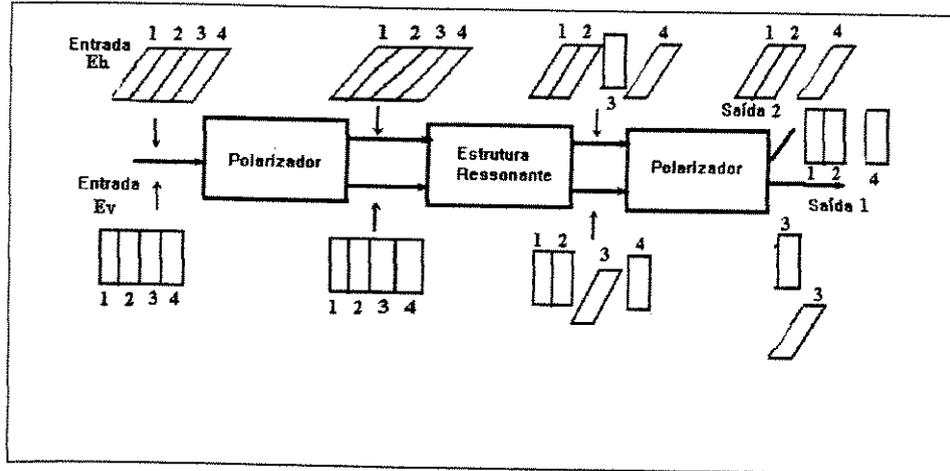


Figura 2.9: Filtro acustoóptico com separação do feixe incidente [1]

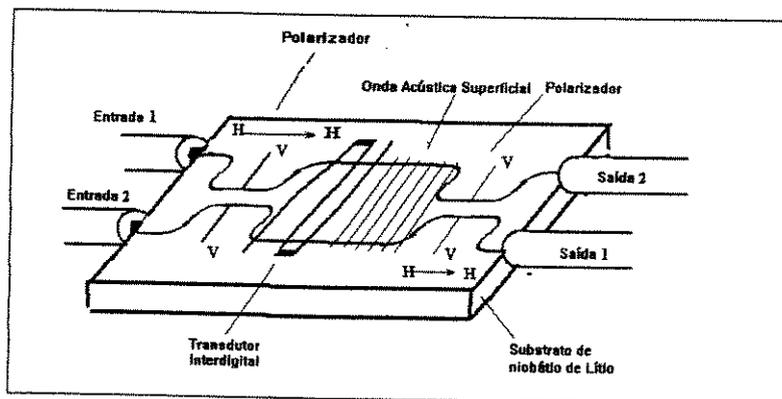


Figura 2.10: Filtro Acustoóptico de onda caminhante [1]

2.5 FILTROS ELETROÓPTICOS:

O princípio de funcionamento dos filtros eletroópticos é análogo ao dos filtros acustoópticos descritos na seção anterior. Neste tipo de filtro emprega-se o efeito eletroóptico com uma considerável redução no tempo de acesso, em comparação com os filtros acustoópticos.

Estes dispositivos são construídos de maneira similar aos filtros acustoópticos de onda superficial como vemos na figura 2.11. Ambos utilizam divisores de polarização em suas entradas e saídas e possuem uma estrutura ressonante que é essencialmente uma grade de difração de comprimento de onda Λ e comprimento de interação L , e possuem a mesma função de transferência. Para os filtros eletroópticos no entanto a grade periódica do índice de refração é formada pela impressão litográfica de eletrodos na estrutura diferentemente dos filtros acustoópticos onde esta é formada

pelo sinal acústico através do efeito fotoelástico.

Assim sendo a sintonizabilidade do filtro não mais é feita pela variação de Λ , que neste caso é fixo, mas através da variação de Δn que é feita através da variação do campo elétrico aplicado ao dispositivo por meio de eletrodos. A este tipo de ajuste denominamos de sintonia da birrefringência.

A função de transferência de um filtro acustoóptico é mostrada na figura 2.12

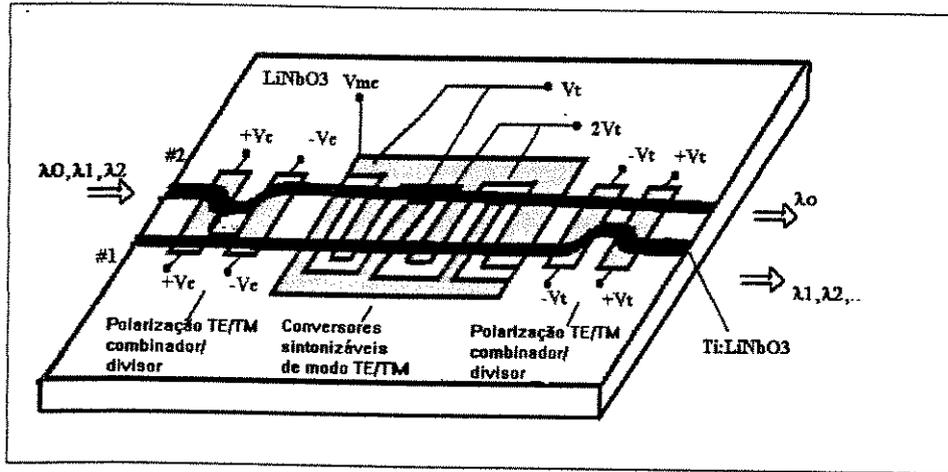


Figura 2.11: Filtro Eletroóptico [1]

2.6 GRADES DE DIFRAÇÃO:

Uma grade de difração típica consiste de um substrato, normalmente um material óptico como a sílica, com uma superfície ranhurada mecânica ou quimicamente através de processos fotográficos ou ainda holográficamente também conjugada com processos fotográficos [7].

Em cima da superfície ranhurada é depositada uma camada refrativa como por exemplo o alumínio, e depois ainda uma outra camada de proteção. A qualidade e o espaçamento dos sulcos são fatores cruciais para o desempenho das grades.

A grade possui a propriedade óptica de difratar a luz em uma direção relacionada com seu comprimento de onda. Com isso um feixe óptico incidente composto de diversos comprimentos de onda é separado angularmente em diversas direções. Inversamente diversos comprimentos de onda $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ provenientes de diferentes direções podem ser combinados em uma mesma direção (fig. 2.13.a). O ângulo de dispersão depende do espaçamento das ranhuras e do ângulo de incidência.

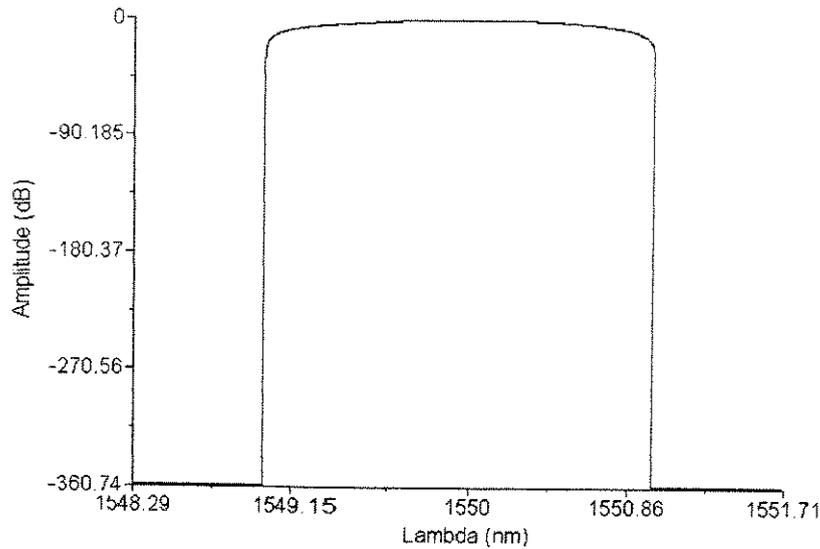


Figura 2.12: Função Característica de um Filtro Acustoóptico

O princípio de funcionamento das grades é bastante simples : Os raios de luz, A e B de um mesmo comprimento de onda λ , incidentes nos dentes adjacentes da grade por um ângulo θ , conforme vemos na figura 2.13.b. Consideremos que a luz a um ângulo ϕ_n com a normal, originada dos raios A e B até tocarem a grade. A diferença de caminho entre os raios A' e B' pode ser visto como:

$$\Lambda \sin \theta + \sin \phi_n \quad (2.31)$$

Adicionando os raios A' e B' resultará em uma interferência destrutiva, se a diferença de caminho óptico for igual a um múltiplo de meio comprimento de onda, e construtiva se a diferença de caminho óptico for igual a um múltiplo do comprimento de onda:

$$\Lambda (\sin \theta + \sin \phi_n) = n\lambda \quad (2.32)$$

onde n é um inteiro e Λ é o espaçamento entre as ranhuras.

Esta é a equação básica das grades, e n é chamada ordem de difração.

A função de transferência em campo da grade [8] é dada por:

$$H_{GF}(\lambda) = \exp\left(-(\Delta\xi/w)^2\right)$$

onde $\Delta\xi$ é definida por:

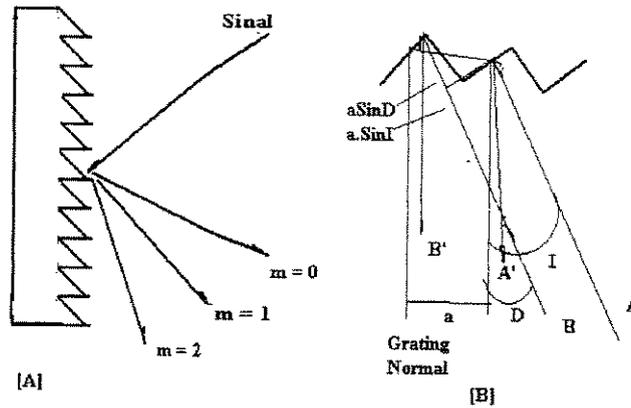


Figura 2.13: Grade de difração [10]

$$\Delta\xi = 2f_o \tan \theta_L \ln \left(1 + \frac{(\lambda - \lambda_c)}{\lambda_c} \right) \quad (2.33)$$

onde:

w é a razão de modo do campo.

f_o é o comprimento focal efetivo da grade.

λ_c é o comprimento de onda selecionado.

θ_L é o ângulo de Litrow para o comprimento de onda selecionado e é expresso como:

$$2 \cos \theta_L = \frac{\lambda_c}{\Lambda} \quad (2.34)$$

Em sistemas WDM, a construção de multiplexadores e filtros em termos de realizabilidade, miniaturização e produção em massa utilizando circuitos ópticos planares (PLC - Planar Lightwave Circuits) são preferíveis aos circuitos "discretos" (bulk circuits) como as grades e lentes.

No entanto diversos multiplexadores e filtros PLC são fabricados tendo por base os princípios da grade de difração. Estas grades PLC são constituídas por um guia de onda (slab waveguide) [9].

A grande vantagem das grades de difração é a sua capacidade de difratar simultaneamente todos os comprimentos de onda de um sinal óptico tornando possível a construção de dispositivos relativamente simples que comportam um grande número de canais. Como filtros discretos porém seu complexo sistema de sintonizabilidade o tornam pouco atrativos em comparação com os dispositivos PLC.

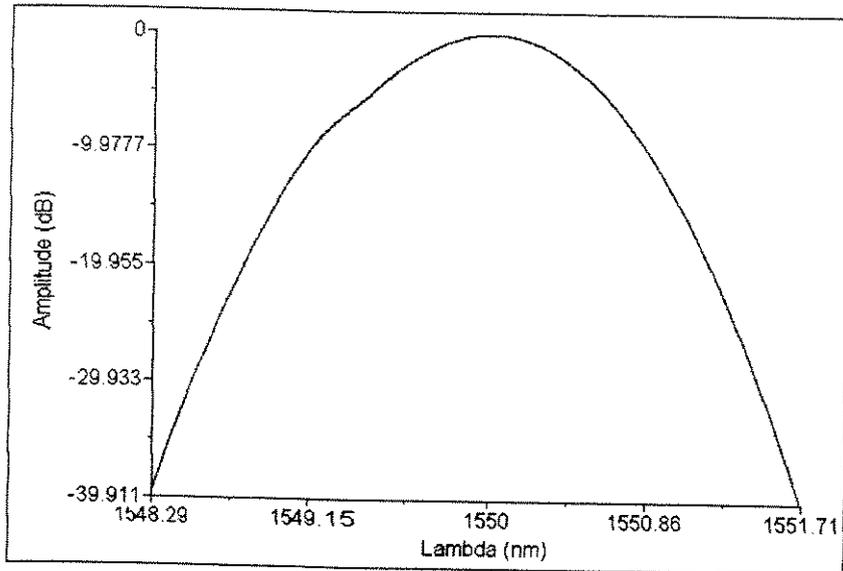


Figura 2.14: Função característica de um filtro baseado em grade de difração

A função característica de um filtro óptico baseado em uma grade de difração é mostrada na figura 2.14

2.7 FILTROS DE MÚLTIPLAS CAMADAS INTERFERENTES:

Os filtros de múltiplas camadas interferentes são dispositivos ópticos compostos de filmes finos multicamadas com uma largura espectral estreita e transmitância elevada preparados por deposição a vácuo de camadas de material óptico convencional. Os sistemas de múltiplas camadas são projetados para obter máxima transmitância na faixa de passagem e máxima refletância nas demais faixas do espectro, para tanto um monitoramento preciso da espessura óptica do filme e portanto o comprimento de onda central do filtro é realizado durante o processo de deposição das camadas [10].

Para os filtros ajustáveis por posição [11] a espessura do filme é continuamente variada através da abertura do filtro. Isto é obtido pela deposição dos filmes em um substrato rotativo com as fontes de evaporação apropriadamente dispostas relativas ao eixo de rotação.

Uma montagem deste tipo de filtro é mostrada na figura 2.15. As fibras de entrada e saída estão seguras por "ferrules" de precisão ajustáveis que estão precisamente alinhados com um par

de lentes cilíndricas centradas. O ajuste do canal é feito movendo-se o filtro de tal maneira que a espessura (e o canal) desejada fique centrada entre as lentes.

A função de transferência de um filtro de múltiplas camadas interferentes, obtida através de "fitting" de uma curva característica fornecida pelo fabricante, é aproximadamente [11]:

$$H_{MLI}(\lambda) = \frac{1}{(1 + 4(\lambda - \lambda_0)^2)} \quad (2.35)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda na qual está centrado o filtro.

Esta função foi normalizada e seu gráfico é mostrado na figura 2.16

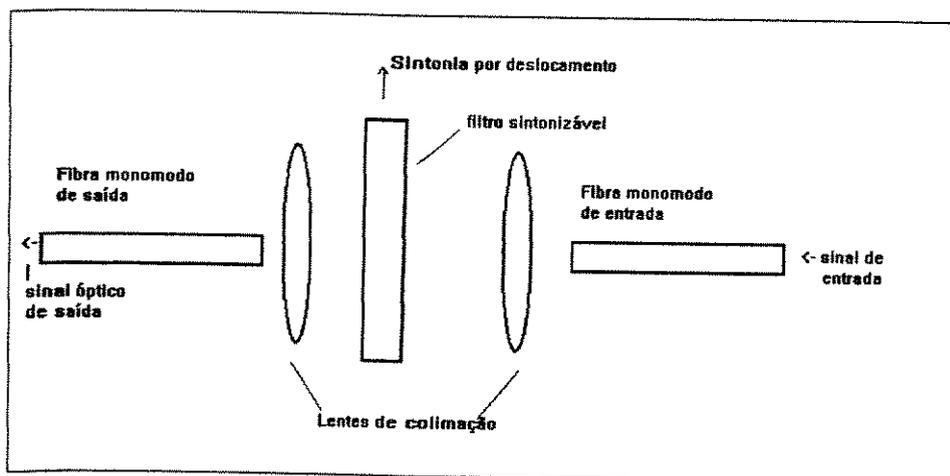


Figura 2.15: Esquema de um filtro óptico de múltiplas camadas interferentes [11]

2.8 FILTROS ATIVOS A SEMICONDUTOR:

Podemos obter um filtro óptico ativo, isto é um filtro que além de selecionar o sinal desejado lhe confere um ganho em potência, através do uso de lasers semicondutores DBR ou DFB.

O lasers semicondutores, podem atuar como filtros ativos mediante sua operação abaixo do limiar. Nesta configuração o dispositivo atua como um filtro de Fabry-Perot onde o processo de recombinação da cavidade proporciona o ganho do filtro.

O uso direto destes dispositivos, que não foram projetados especificamente para atuarem como filtros, apresenta duas desvantagens: baixo ganho e grande lóbulos laterais na função de transferência.

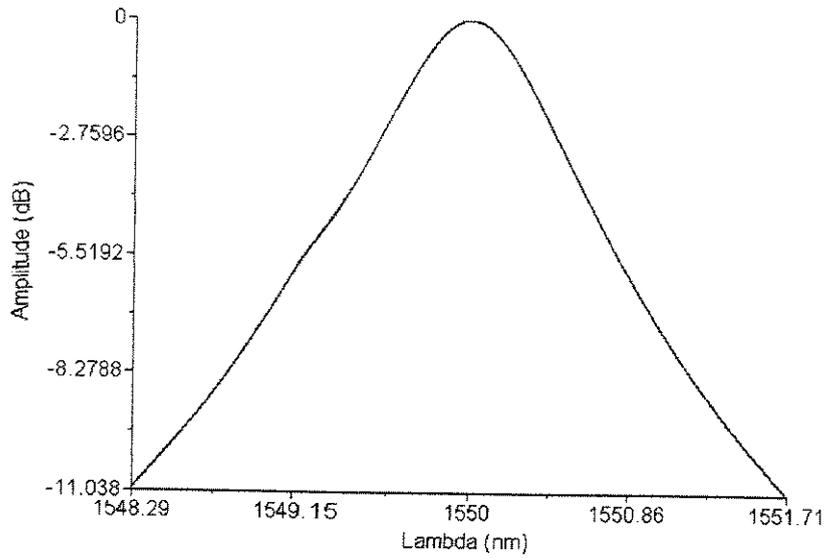


Figura 2.16: Função Característica do Filtro de Múltiplas Camadas Interferêntes

Na figura 2.17 mostramos um filtro ativo DBR de três seções, onde a face externa da seção da grade é coberta com uma camada anti-refletora de tal maneira que as reflexões da interface ar-grade são negligíviés. A ausência desta camada antirefletora leva ao aparecimento de picos parasitas na função de transferência do filtro e no espectro de ruído do dispositivo. O laser DBR, desde que ajustado estritamente abaixo do limiar, pode ser tratado como um ressonador de Fabry-Perot na qual a região da grade atua como um espelho transparente parcialmente dependente da frequência. As características do dispositivo dependem dos parâmetros da grade.

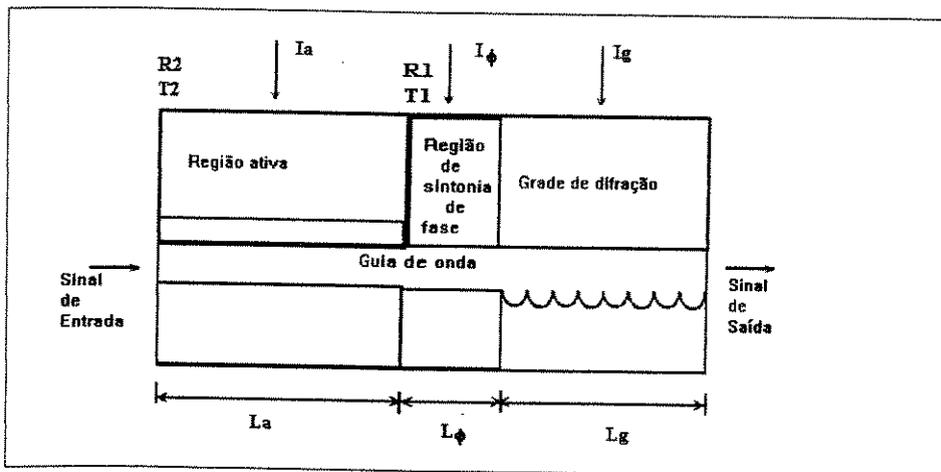


Figura 2.17: Filtro óptico ativo DBR [12]

A função de transferência do filtro DBR ativo pode ser expressa como [12] :

$$H_{FSA}(f) = \frac{t_1(f) \cdot t_2 \exp(-jk_a L_a - jk_\phi L_\phi)}{1 - r_1(f)r_2 \exp(-j2k_a L_a - j2k_\phi L_\phi)} \quad (2.36)$$

onde:

- $t_1(f)$ é o coeficiente de transmissão da interface entre a região de sintonia de fase e a grade.
- t_2 é o coeficiente de transmissão da interface entre a região ativa e o ar.
- $r_1(f)$ é o coeficiente de reflexão da interface entre a região de sintonia de fase e a grade.
- r_2 é o coeficiente de reflexão da interface entre a região ativa e o ar.
- L_a é o comprimento da região ativa.
- L_ϕ é o comprimento da região de sintonia de fase.
- k_a é a constante de propagação complexa na região ativa.
- k_ϕ é a constante de propagação complexa na região de sintonia de fase.

t_2 e r_2 são definidos como:

$$r_2 = \frac{n_{ar} - n_{as}}{n_{ar} + n_{as}} \quad (2.37)$$

$$t_2 = \frac{2n_{ar}}{n_{ar} + n_{as}} \quad (2.38)$$

onde:

n_{ar} é o índice de refração do ar.

n_{as} é o índice de refração da região ativa.

k_a e k_ϕ são definidos como:

$$k_a = \beta + jg \quad (2.39)$$

$$k_\phi = \beta - j\alpha \quad (2.40)$$

onde:

β é a constante de propagação do sinal

g é o ganho em campo por unidade de comprimento na região ativa.

α é o coeficiente de perda de campo na região de sintonia de fase e da grade.

$t_1(f)$ e $r_1(f)$ são definidos como:

$$r_1(f) = \frac{-j\kappa \sinh(\gamma L_g)}{\gamma \cosh(\gamma L_g) + (\alpha + j\Delta\beta) \sinh(\gamma L_g)} \quad (2.41)$$

$$t_1(f) = \frac{\gamma \exp(-j\beta_0 L_g)}{\gamma \cosh(\gamma L_g) + (\alpha + j\Delta\beta) \sinh(\gamma L_g)} \quad (2.42)$$

onde:

- κ é o coeficiente de acoplamento entre as ondas propagantes e contra-propagantes na grade.
- L_g é o comprimento da região da grade.
- β_0 é a constante de propagação na frequência de Bragg.
- $\Delta\beta = \beta - \beta_0$
- $\gamma = \sqrt{\kappa^2 + (\alpha + j\Delta\beta)^2}$

Como:

$$\beta = 2\pi/\lambda$$

$$\lambda = v/f$$

$$v = c/n$$

temos que:

$$\beta = 2\pi n f / c \quad (2.43)$$

e consequentemente:

$$\Delta\beta = 2\pi n \Delta f / c$$

$$\Delta f = f - f_0$$

O mesmo processo que gera ganho no sinal filtrado, também gera ruído.

O espectro de ruído é geralmente diferente para as duas faces do filtro e pode ser determinado através de duas fontes de ruído localizadas nas interfaces da região ativa, cuja densidade espectral de ruído é dada por:

$$\xi = n_{sp}h\nu \quad (2.44)$$

onde:

n_{sp} é o fator de emissão espontânea.

h é a constante de Planck.

ν é a frequência óptica.

O espectro de ruído na saída da seção da grade é dada por:

$$S_1(f) = \xi |H_{FSA}(f)|^2 (1 + R_2 G_a) / T_2 \quad (2.45)$$

onde temos que:

$$T_2 = |t_2|^2 \quad (2.46)$$

$$R_2 = |r_2|^2 \quad (2.47)$$

$$G_a = \exp(2L_a g) \quad (2.48)$$

O espectro de ruído na saída da seção ativa é dada por:

$$S_2(f) = \xi |H_{FSA}(f)|^2 (R_1(f) G_s + 1/T_\phi) / T_1(f) \quad (2.49)$$

onde temos que:

$$G_s = \exp(2g L_a - 2\alpha L_g) \quad (2.50)$$

$$T_1(f) = |t_1(f)|^2 \quad (2.51)$$

$$R_1(f) = |r_1(f)|^2 \quad (2.52)$$

$$T_\phi = \exp(-2\alpha L_\phi) \quad (2.53)$$

Na figura 2.18 mostramos a função de transferência do filtro DBR.

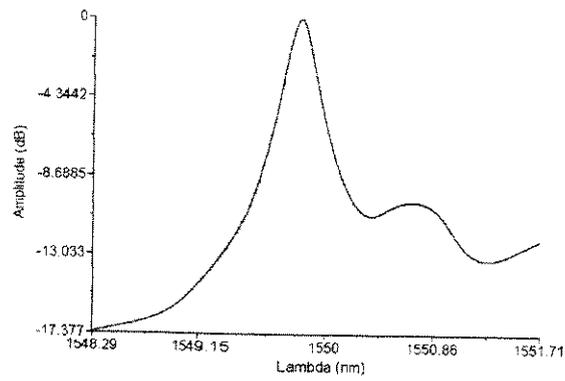


Figura 2.18: Função de Transferência de um filtro óptico ativo DBR

Bibliografia

- [1] Green, P. E. (1993). *Fiber optics networks*. New Jersey: Prentice Hall.
- [2] Messerschnitt, D.G., Liu, K., Tong, F.F. & Li C. (1992). Channel capacity optimization of chirp-limited dense WDM/WDMA systems using OOK/FSK modulation and optical filters. *Journal of Lightwave Technology*, 10 (08), 1148-1160.
- [3] Humblet P.A. & Handy W.M. (1990). Crosstalk analysis and filter optimization of single- and double -stage Fabry-Perot filters. *Journal of Selected Areas in Communication*, 9 (08), 1095-1107.
- [4] Saleh, A. A. M. & Stone J. (1989). Two-stage Fabry-Perot filters as demultiplexers in optical FDMA LAN's. *Journal of Lightwave Technology*, 7 (2), 323 - 330.
- [5] Kuznetsov, M. (1994). Cascaded coupler Mach-Zehnder channel dropping filters for wavelength-division-multiplexed optical systems. *Journal of Lightwave Technology*, 12 (02), 226-230.
- [6] Yaffe, H. H., Kazaminov R. F. & Milbrodt M. A. (1994). Polarization-Independent Silica-on-Silicon Mach-Zehnder interferometers. *Journal of Lightwave Technology*, 12 (01), 64-67
- [7] Costa, A. C. (1994). *Fontes de luz monocromador*. Nota experimental 7, Instituto de Física Gleb Wataghin, UNICAMP, Campinas.
- [8] Iida, M. & Asakura, H. (1995). A computer controlled narrow bandpass optical tunable filter using a Fourier diffraction grating in the range of 1.3-1.55 μm . *Journal of Lightwave Technology*, 13 (12), 2343-2348.
- [9] Takahashi, H., Suzuki, S. & Nishi I. (1994). Wavelength Multiplexer based on $\text{SiO}_2\text{-Ta}_2\text{O}_5$ arrayed - wavelength grating. *Journal of Lightwave Tecnology*, 12 (06), 989 - 955.

- [10] Laude, J. P. (1993). *Wavelength Division Multiplexing*. New Jersey: Prentice Hall.
- [11] Han, S., Ramaswamy, R. V. & Tavlykaev R. F. (1996). Narrow-Band vertically stacked filters in InGaAlAs/InP at 1.5 μm . *Journal of Lightwave Technology*, 14 (01), 77 - 83.
- [12] Kazovsky, L. G., Stern, M., Manocal Jr., S. G. & Zah, C. (1990). DBR active optical filters: transfer function and noise characteristics. *Journal of Lightwave Tecnology*, 8 (10) 1441-1451.

Capítulo 3

Análise e Simulação de Filtros Ópticos

Neste capítulo vamos apresentar os resultados obtidos da simulação de um sistema óptico monocanal e um sistema óptico WDM, utilizando vários filtros ópticos fabricados atualmente. Na simulação do sistema monocanal procurou-se avaliar o desempenho do sistema quando um filtro óptico externo é acoplado a um amplificador óptico para se minimizar os efeitos de ruído de emissão espontânea (ASE). Na simulação do sistema WDM analisou-se o desempenho de cada filtro na sintonia de um dado canal no bloco receptor.

3.1 Introdução

Os filtros ópticos podem ser empregados em um sistema óptico monocanal acoplados aos amplificadores ópticos para minimizar os efeitos de ruído ASE no bloco receptor. Quando empregados em sistemas WDM os filtros ópticos realizam a sintonia do canal no bloco receptor.

Neste trabalho procuramos analisar o desempenho dos filtros ópticos nestas duas configurações básicas: sistema monocanal e WDM. Para tanto utilizamos o ambiente de simulação **PC-SIMFO** desenvolvido no Laboratório de Tecnologia fotônica da **FEEC-UNICAMP**.

3.2 Sistema Monocanal

No sistema monocanal procuramos analisar o desempenho do sistema utilizando como parâmetros a relação sinal - ruído (SNR) e a penalidade de potência obtida do fechamento do diagrama de

olho.

Montou-se um sistema básico monocanal, com amplificador óptico AFDE utilizado como pré-amplificador, como visto na figura 3.1 com os valores de cada componente conforme indicado no apêndice 1. Foram assim levantados os gráficos de SNR e Penalidade de Potência *versus* Potência Óptica média na entrada do bloco receptor para cada um dos filtros ópticos descritos no capítulo anterior (figuras 3.2 a 3.7).

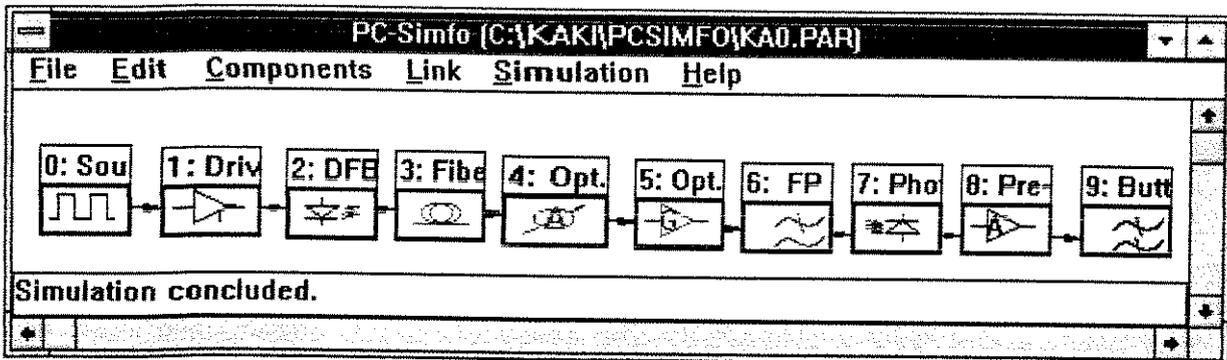


Figura 3.1: Sistema monocanal simulado

Foram realizadas simulações em duas situações distintas: na primeira situação os filtros foram ajustados de tal modo a manterem constante o nível de potência óptica média na entrada do receptor (figuras 3.2 a 3.4). Na segunda situação os filtros foram ajustados de maneira a manterem constante sua largura a meia potência (FWHM) (figuras 3.5 a 3.7). As simulações foram realizadas para três taxas de bits distintas: 2.5GB/s, 5.0 GB/s e 10. GB/s.

Os filtros Fabry-Perot e Mach-Zehnder por apresentarem mais de um modelo foram analisados em separado e o modelo de melhor desempenho dentro do seu respectivo grupo empregado na análise global dos filtros.

Como o **PC-SIMFO** utiliza apenas as funções de transferência dos filtros ópticos para realizar as análises do sistema, os filtros acustoópticos e eletroópticos por possuírem a mesma função de transferência foram analisados indistintamente. Todos os filtros foram tomados como apresentando função de transferência com ganho unitário, isto é $|H(0)| = 1$

Para a primeira situação, isto é mantendo-se o nível de potência óptica média na entrada do receptor constante, podemos observar pela figura 3.2 que no grupo de filtros FP para uma taxa de 2.5Gb/s o filtro FP 3M apresenta a melhor curva de penalidade de potência e SNR, e que os

demais filtros apresentarem similar curva de penalidade de potência e SNR.

Ainda na figura 3.2 observamos que no grupo de filtros MZ todos os filtros apresentam mesma curva de penalidade de potência, porém distintas curvas de SNR, sendo que o filtro MZ 2N apresenta a melhor SNR e o filtro MZ UD a pior.

Quando comparamos os melhores filtros dos grupos FP (FP3M) e MZ (MZ 2N) com os demais filtros observamos que estes ao lado do filtro ativo DBR são os que apresentam melhor desempenho tanto em penalidade de potência quanto em SNR. Observamos também que os filtros com função de transferência não periódica passivos (DGFT, MLI FT e AO FT) apresentam o pior desempenho nos dois critérios de análise.

Para a mesma situação, porém com uma taxa de bits de 5.0 Gb/s, verificamos pela figura 3.3 que todos os filtros do grupo FP apresentam semelhantes curvas de penalidade de potência, porém distintas curvas de SNR, sendo o filtro FP 3M novamente o que apresenta melhor desempenho pelo critério de melhor SNR.

Conclusão similar obtemos quando analisamos os filtros do grupo MZ, onde novamente o filtro de melhor desempenho é o filtro MZ 2N. Quando comparamos os melhor filtros deste dois blocos com os demais tipos de filtros observamos que todos eles apresentam mesma curva de penalidade de potência, à exceção do filtro DBR que apresentam uma curva mais elevada. Quanto as curvas de SNR o melhor desempenho fica por conta do filtro FP 3M e o pior desempenho para o filtro DBR.

Para uma taxa de 10.0 Gb/s, mostrada na figura 3.4, temos curvas de penalidade de potência muito próximas para diferentes tipos de filtros e distintas curvas de SNR nos blocos MZ e FP, e novamente os filtros de melhor desempenho são FP3M e MZ 2N, quando comparamos as curvas destes filtros com os dos demais verificamos que o filtro FP3M apresenta o melhor desempenho de SNR.

Verificamos pelas figuras 3.2 a 3.4 que todos os filtros melhoram consideravelmente a SNR e a penalidade de potência do sistema quando comparados a um sistema sem filtro em quaisquer das três taxas. Observamos também que com o aumento da taxa de transmissão uma maior energia na entrada do receptor faz-se necessária para manter-se uma mesma penalidade de potência.

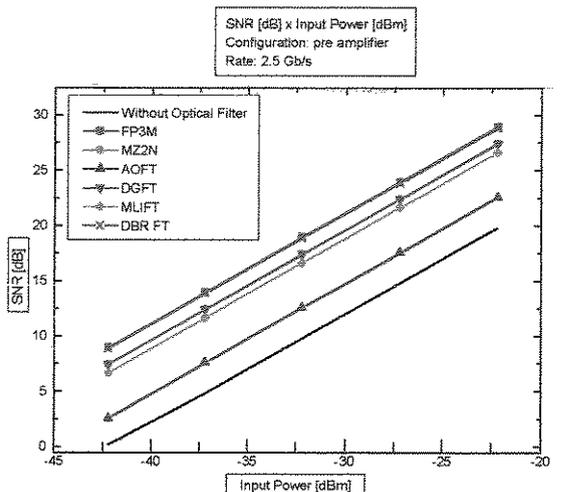
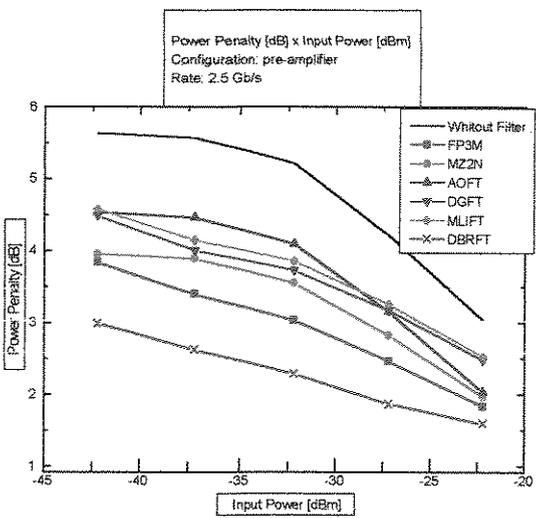
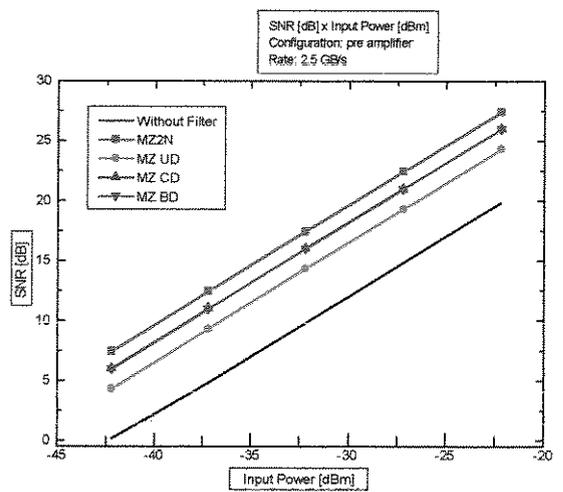
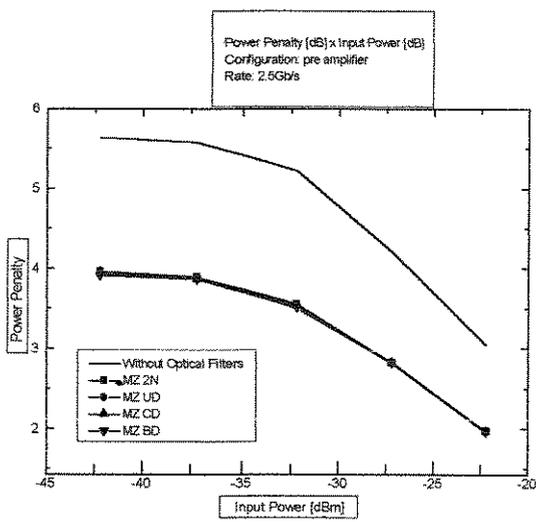
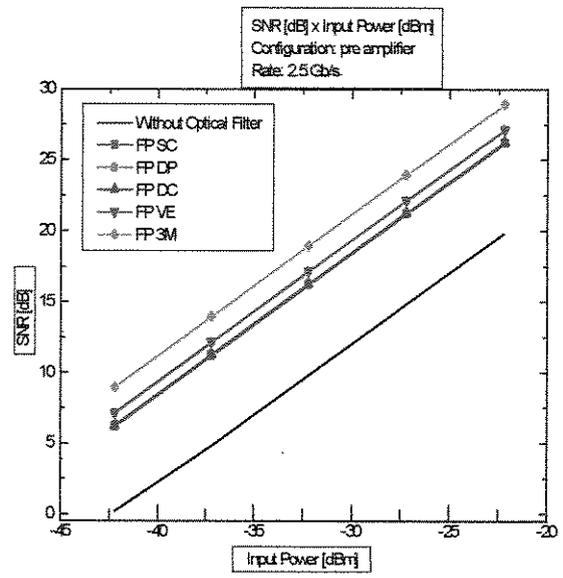
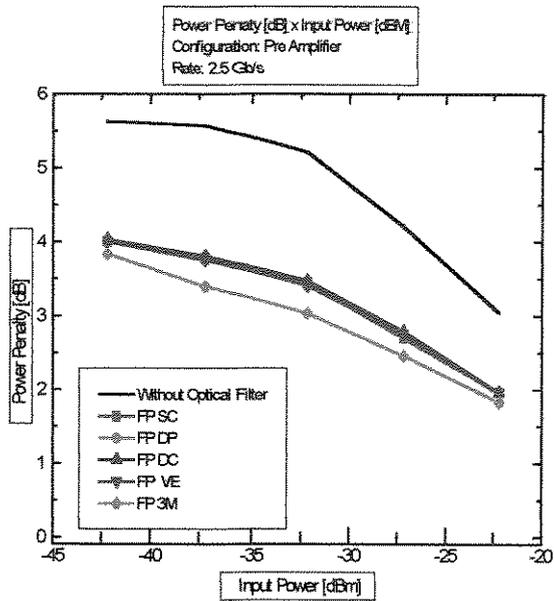


Figura 3.2: Curvas de penalidade de potência versus potência óptica na entrada do receptor para uma taxa de 2.5 Gb/s

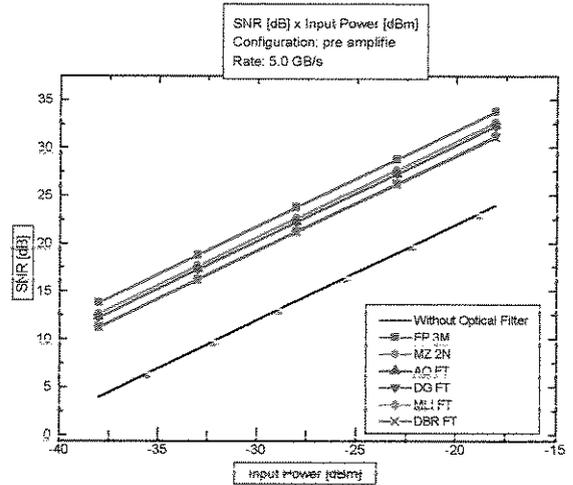
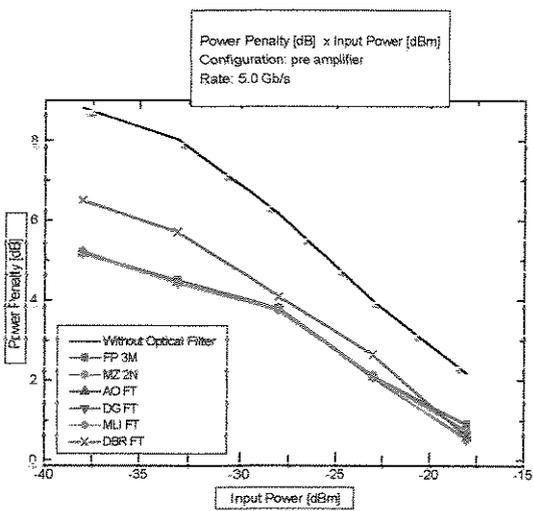
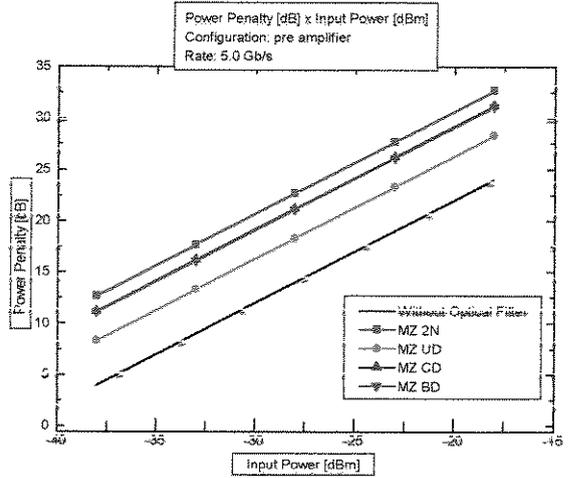
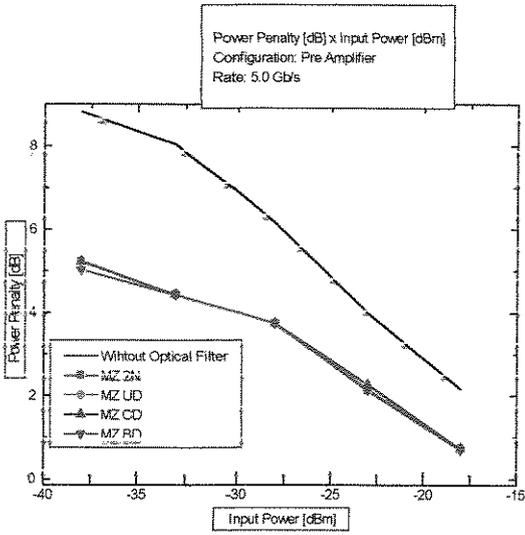
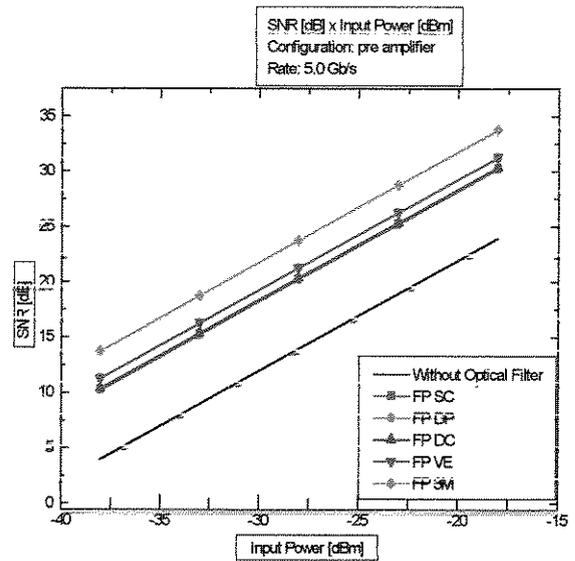
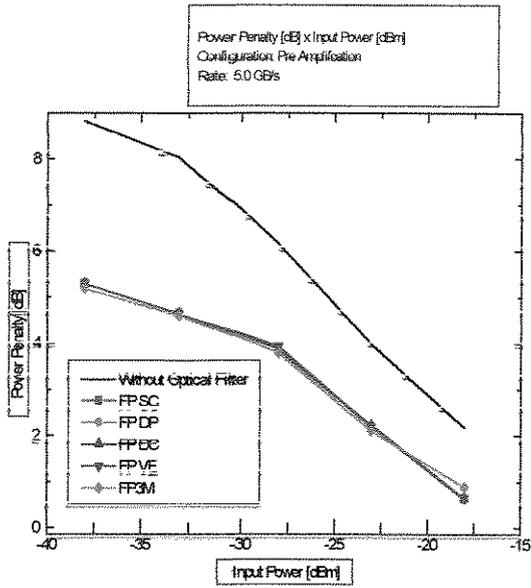


Figura 3.3: Curvas de Penalidade de Potência versus Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de bits de 5.0 Gb/s

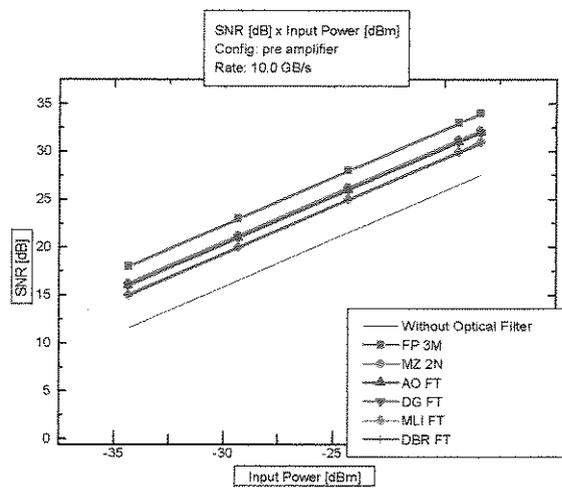
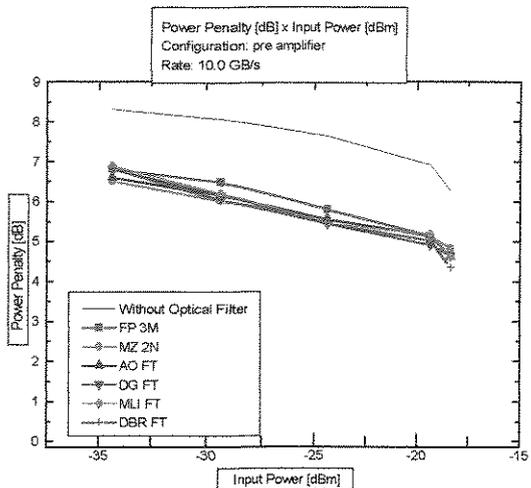
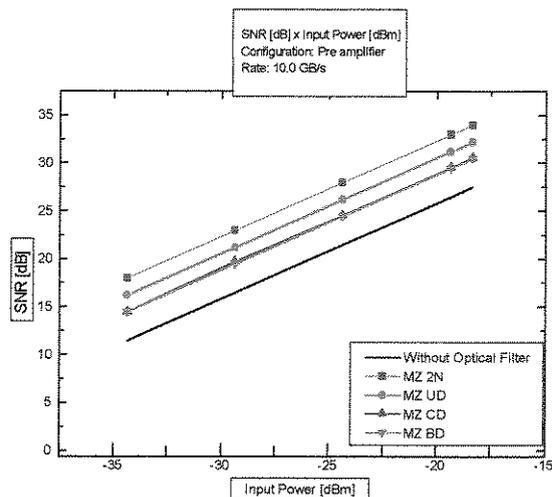
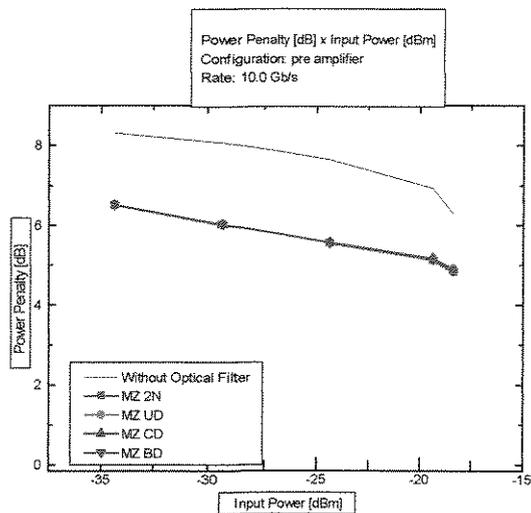
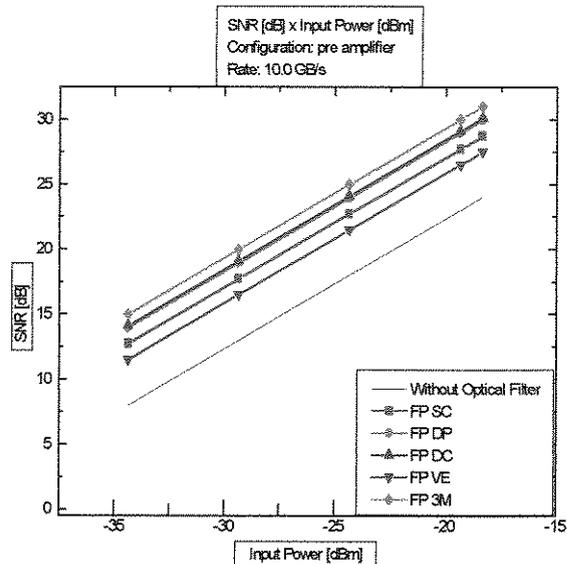
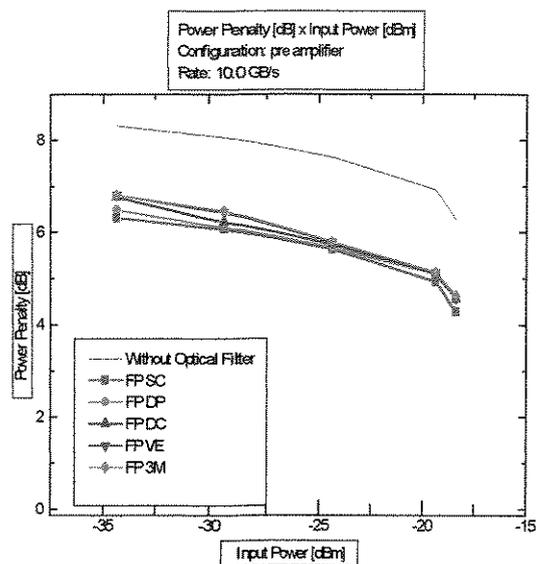


Figura 3.4: Curvas de Penalidade de Potência versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de 10 Gb/s

Quando analisamos a segunda situação, filtros mantidos com FWHM constante e igual a 1 nm, verificamos, pelos gráficos de penalidade de potência e SNR mostrados na figura 3.5, que para a taxa de 2.5 Gb/s os filtros do grupo FP apresentam mesma curva de SNR e similar curva de penalidade de potência, à exceção do FP 3M que é tomado como o de melhor desempenho. Do mesmo modo no grupo MZ as curvas de penalidade de potência e SNR são idênticas para todos os filtros deste grupo, assim sendo tomamos o filtro MZ 2N para comparação os outros tipos de filtro. Diferentemente da primeira situação onde os filtros de função periódica (MZ e FP) e o filtro ativo DBR obtiveram o melhor desempenho para a taxa de transmissão em questão, nesta situação o melhor desempenho é observado nos filtros de função não periódicas (MLIFT, AOFT e DGFT).

Quando analisamos os resultados para a taxa de 5.0 Gb/s na figura 3.6 verificamos que as curvas de penalidade de potência nos grupos Fabry-Perot e Mach-Zehnder estão muito próximas e que pelas curvas de SNR o melhor desempenho fica por conta do filtro ativo DBR e dos filtros não periódicos. Nesta configuração as curvas são menos elevadas que na situação anterior. Fato semelhante ocorre para a taxa de 10.0 Gb/s, como mostrada na figura 3.7, onde os filtros de melhor desempenho são novamente os filtros não periódicos.

Como na primeira situação, o aumento na taxa de transmissão incorre num aumento da energia do sinal na entrada do receptor para manter-se um mesmo nível de penalidade de potência. Na segunda situação, o receptor necessita de mais energia de sinal em sua entrada do que na primeira situação para manter um mesmo valor de penalidade de potência, quando emprega filtros de função periódica e de menos energia quando emprega filtros de função não periódica.

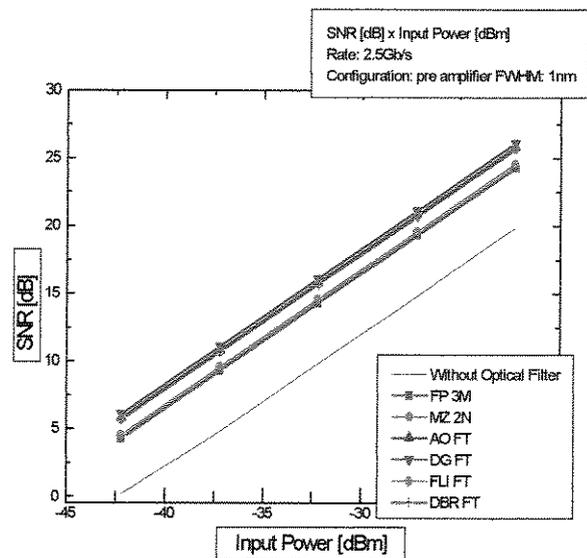
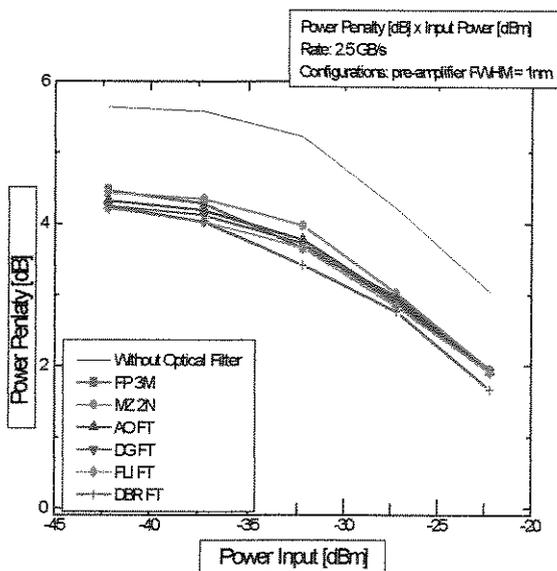
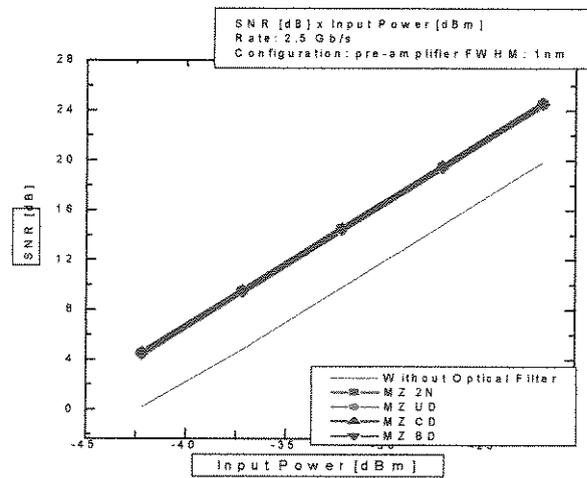
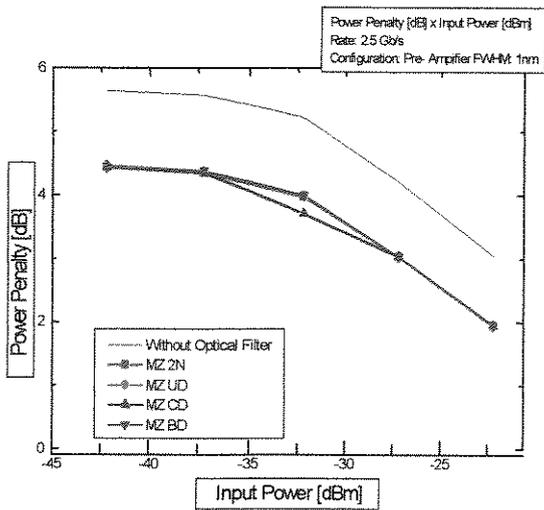
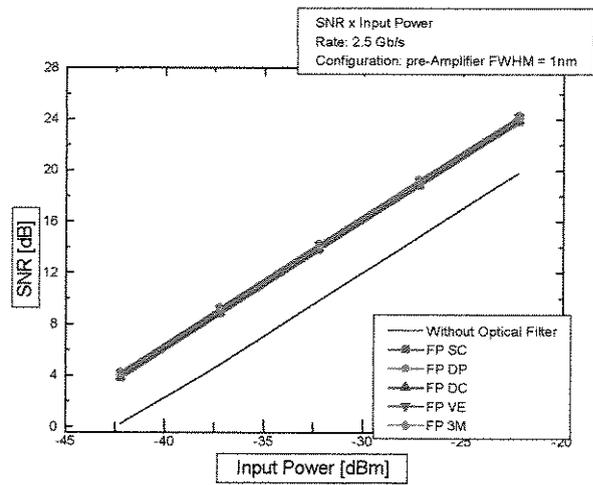
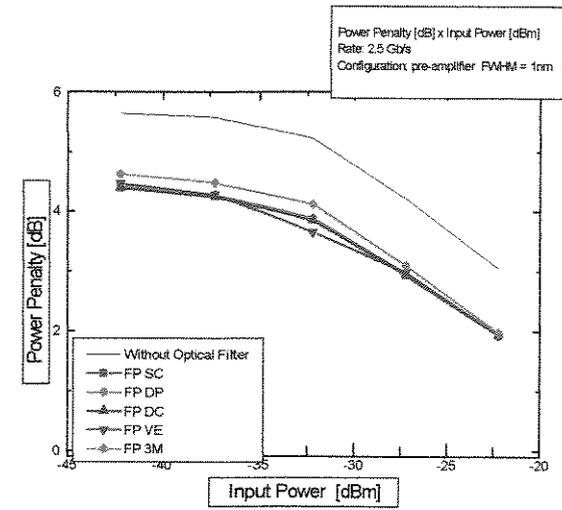


Figura 3.5: Curvas de Penalidade de Potência versus Potência óptica na entrada do receptor para uma taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro óptico com FWHM = 1 nm

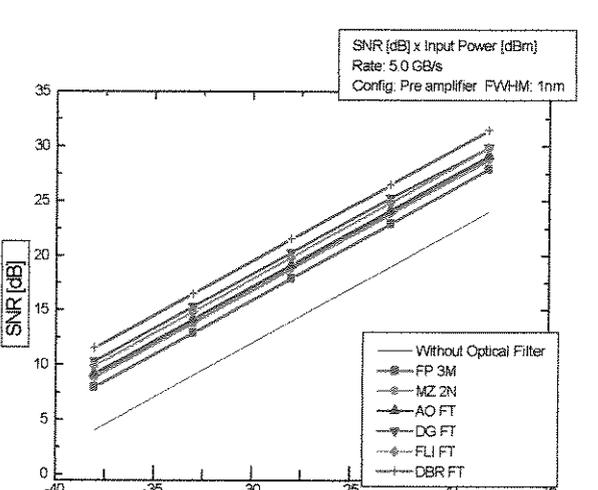
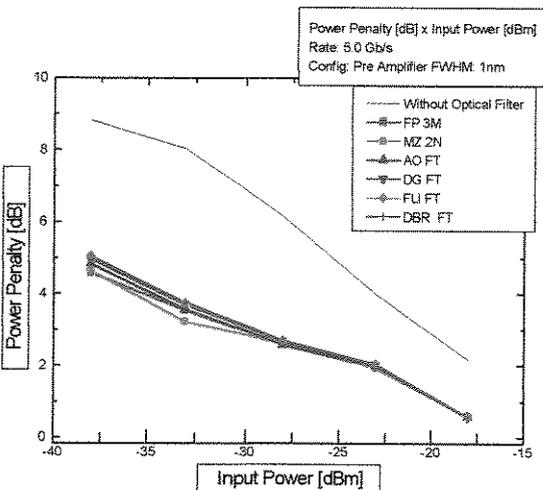
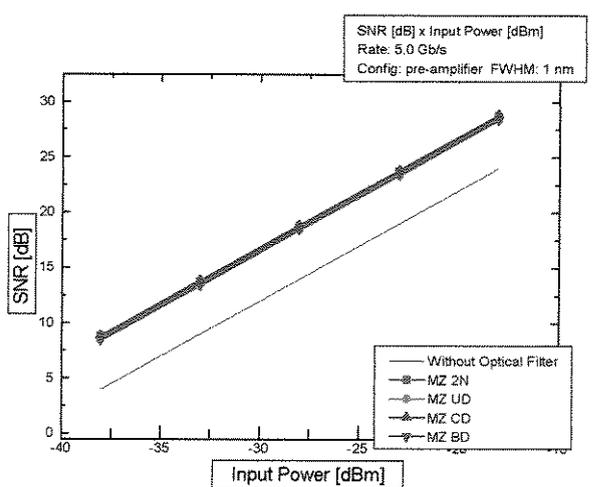
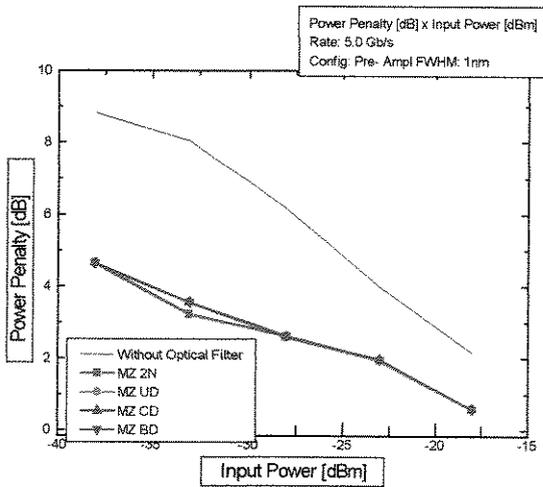
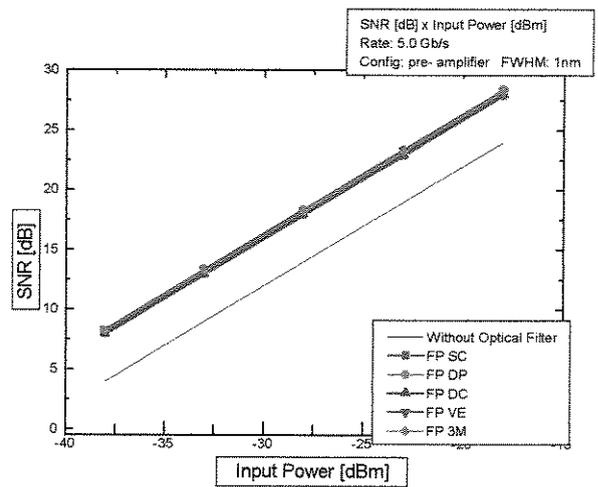
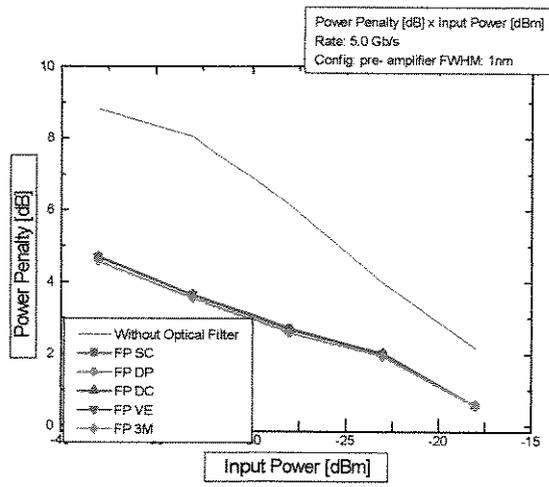


Figura 3.6: Curvas de Penalidade de Potência versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de 5.0 Gb/s e Filtro Óptico com FWHM = 1.0 nm

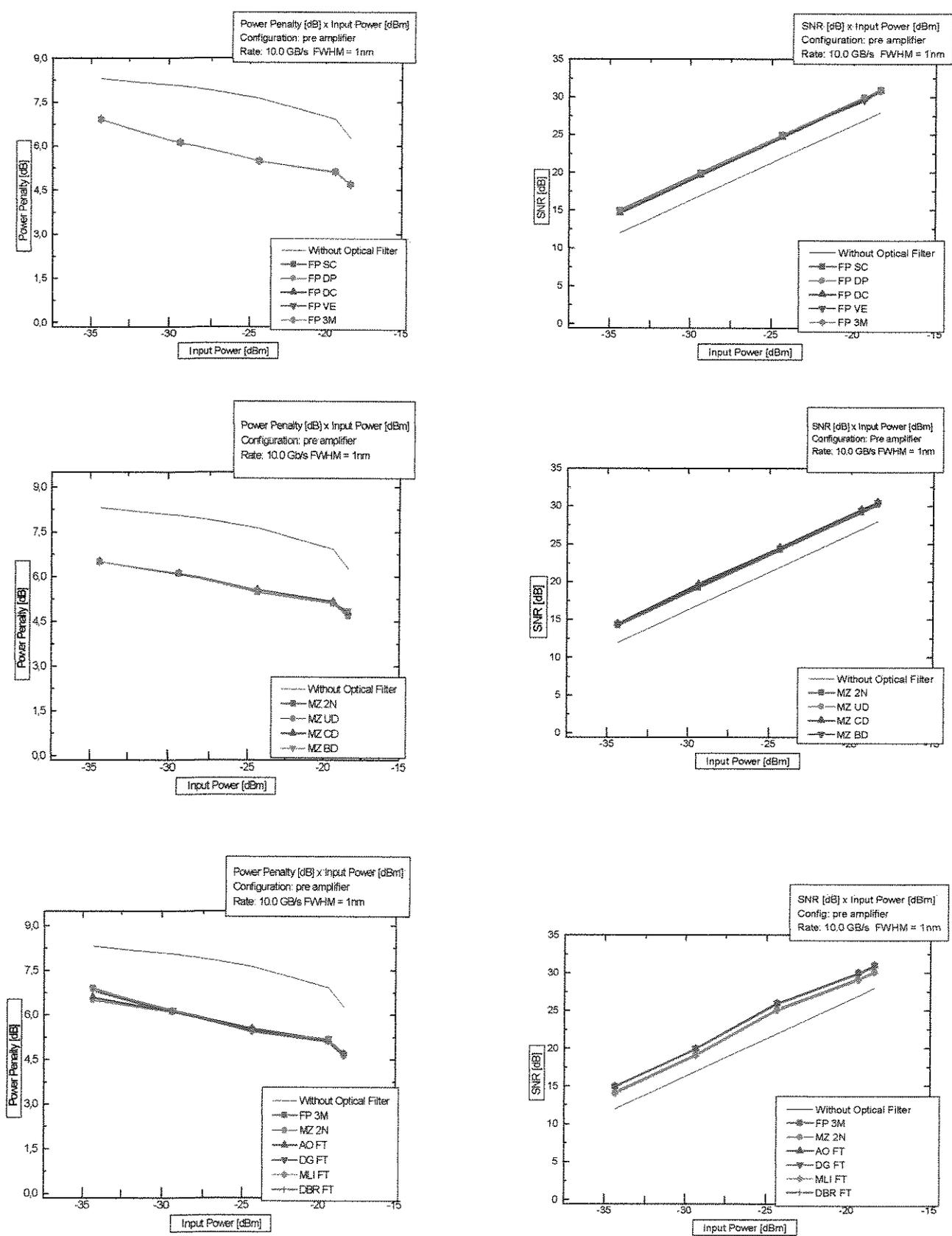


Figura 3.7: Curvas de Penalidade de Potência versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de 10 Gb/s e Filtro Óptico com FWHM = 1.0 nm

3.3 Sistema WDM

Quando temos um sistema WDM, os efeitos de diafonia, batimentos, ruído e interferência intersimbólica podem degradar a eficiência de um sistema empregando detecção direta e modulação OOK [1]. Os filtros ópticos são utilizados nestas configurações para sintonizar o canal desejado no receptor e minimizar estes efeitos.

Para analisarmos o desempenho dos diversos tipos de filtros estudados neste trabalho realizamos a montagem da figura 3.8.

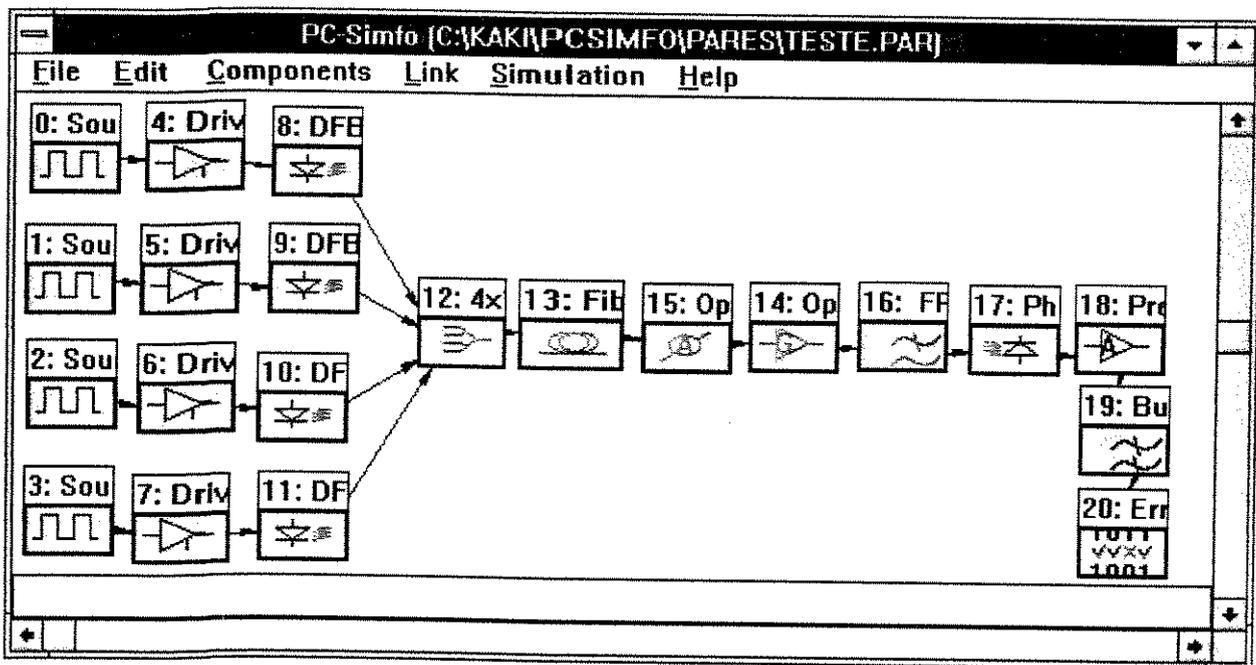


Figura 3.8: Sistema WDM de 4 canais simulado

O critério de desempenho empregado foi a probabilidade de erro. Foram levantadas as curvas de penalidade de potência para cada tipo de filtro para uma taxa fixa de 2.5 Gb/s variando-se o espaçamento entre canais e os FWHM dos filtros. Os resultados se encontram nas figuras 3.9 a 3.21.

Verificamos na figura 3.9 que o para filtro FPCS que as curvas de penalidade de potência para diferentes espaçamentos de canais vão se tornando muito próximas a medida em que reduzimos o FWHM do filtro. Além disso com a diminuição do FWHM e do espaçamento dos canais uma menor energia na entrada do receptor faz-se necessária para se obter um mesmo valor de probabilidade

de erro. Podemos observar também que dentre os filtros do grupo FP (mostrados nas figuras 3.9 a 3.13), os filtros FP 3M apresentam o menor valor de energia na entrada do receptor para uma dada probabilidade de erro.

Nas figuras 3.14 a 3.17 foram levantadas as curvas de probabilidade de erro para os filtros do grupo MZ. Verificamos que diferentemente dos resultados obtidos no grupo FP, a diminuição do FWHM e do espaçamento entre canais, não implica necessariamente em uma melhora na curva da probabilidade de erro.

Assim, vemos na figura 3.14 para um filtro MZ 2N as curvas de probabilidade de erro diferem mais entre si para um FWHM de 0.20 nm e que com FWHM de 0.15 nm ou de 0.10 nm um espaçamento de canais de 0.4 nm apresenta pior desempenho que um espaçamento de 0.3 nm para uma mesma probabilidade de erro.

No filtro MZ UD, cujas curvas estão mostradas na figura 3.15, para um FWHM de 0.25 nm, verificamos que para uma mesma energia na entrada do receptor, obtemos uma probabilidade de erro mais elevada quando temos um espaçamento entre canais de 0.3 nm ao passo que para os demais valores de FWHM simulados, obtemos o pior desempenho com um espaçamento de 0.5 nm.

Resultados similares ocorrem também nos filtros MZ CD e MZ BD, cujos resultados se encontram nas figuras 3.16 e 3.17 respectivamente. Podemos observar que para este último filtro valores muito elevados de probabilidade de erro são encontrados quando temos um espaçamento de canal de 0.4 nm. Dentre o grupo MZ podemos verificar que para uma dada probabilidade de erro, os filtros do tipo MZ 2N apresentam o melhor desempenho.

As variações nas curvas de penalidade observadas com os filtros do grupo MZ estão relacionadas com o tipo de estrutura periódica desta classe de dispositivo, onde a periodicidade do filtro esta fortemente relacionada ao FWHM. Assim quando variamos a largura de meia potência de um filtro, variamos também a periodicidade do filtro, o que pode ocasionar para um dado espaçamento entre canais, na seleção de mais de um canal no filtro, aumentando a diafonia e conseqüentemente a probabilidade de erro.

Quando analisamos as curvas dos filtros AO FT, DG FT e MLI FT, filtros de função não periódica, apresentadas respectivamente nas figuras 3.18 a 3.20, observamos que de modo similar aos filtros do grupo FP, estes apresentam significativa variação em suas curvas de BER com a diminuição do espaçamento entre canais ou com a diminuição do FWHM, sendo seu desempenho

compatível com os do filtro FP 3M.

Para os filtros ativos DBR as curvas de probabilidade de erro também se comportam de modo análogo ao do grupo FP, porém para um mesmo valor de probabilidade de erro, a FWHM e espaçamento entre canais constantes, um valor muito maior de energia do sinal na entrada faz-se necessário.

Levantou-se também as curvas de penalidade de potência *versus* potência média na entrada do bloco receptor para cada um dos filtros analisados mantendo-se o espaçamento de canais (em 0.5 nm) e o FWHM (em 0.25 nm), e variando-se a taxa de bits, conforme vemos nas figuras 3.22 a 3.24.

Para uma taxa de 2.5 Gb/s (figura 3.22) vemos que no grupo FP as curvas de probabilidade de erro estão bastante próximas entre si, sendo o filtro de melhor desempenho o filtro FP 3M. No grupo MZ por sua vez o filtro de melhor desempenho é o MZ 2N. O filtro FP 3M é o de melhor desempenho quando comparados com os demais tipos de filtro. O filtro de pior desempenho é o filtro ativo DBR.

Com o aumento da taxa de bits para 5.0 e 10 Gb/s, podemos verificar através das curvas obtidas nas figuras 3.23 e 3.24 que maiores valores da potência média de entrada são necessárias para se obter um mesmo valor de probabilidade de erro. Do grupo FP se destacam o FP VE para 5.0 Gb/s e FP 3M para a taxa de 10 Gb/s. No Grupo MZ o filtro de melhor desempenho continua sendo o filtro MZ 2N, observa-se no entanto que o desempenho deste grupo de filtros degrada consideravelmente com o aumento da taxa de transmissão. Os filtros não periódicos DG FT e MLI FT apresentam o melhor desempenho para estas taxas de transmissão, ficando o pior desempenho por conta do filtro ativo DBR e pelos filtros MZ.

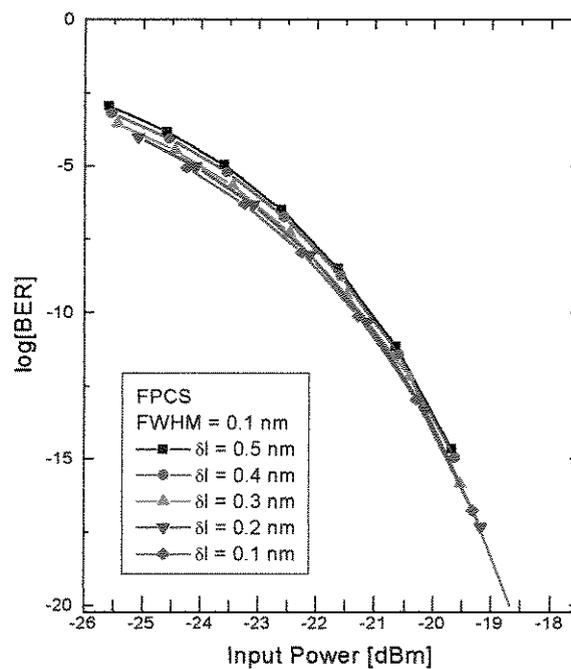
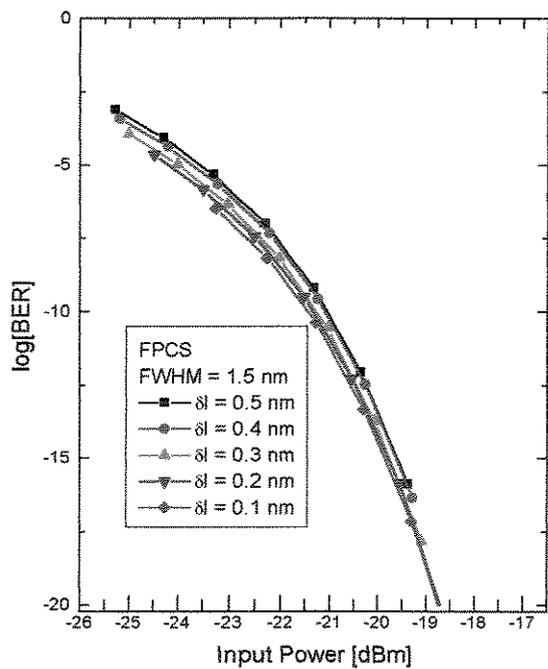
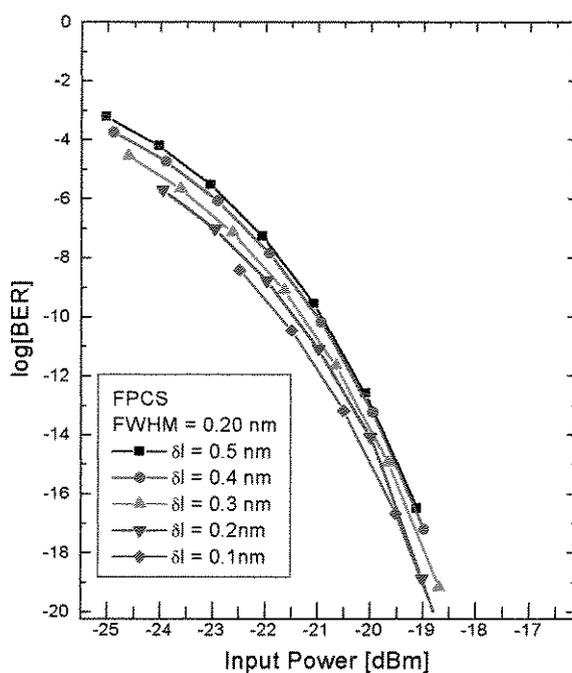
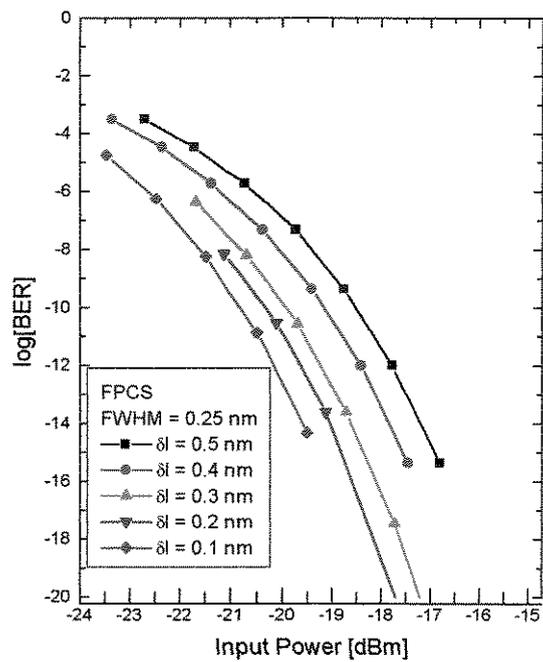


Figura 3.9: Curvas de Probabilidade de erro versus potência óptica na entrada do receptor para uma taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro FPCS

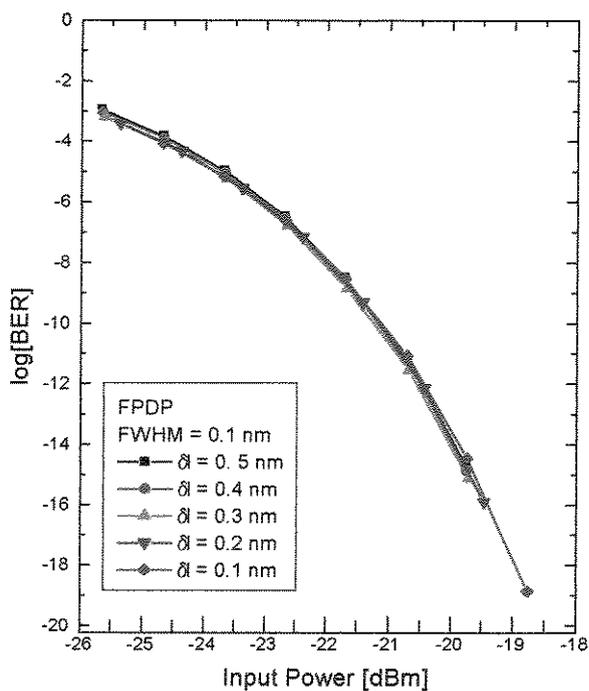
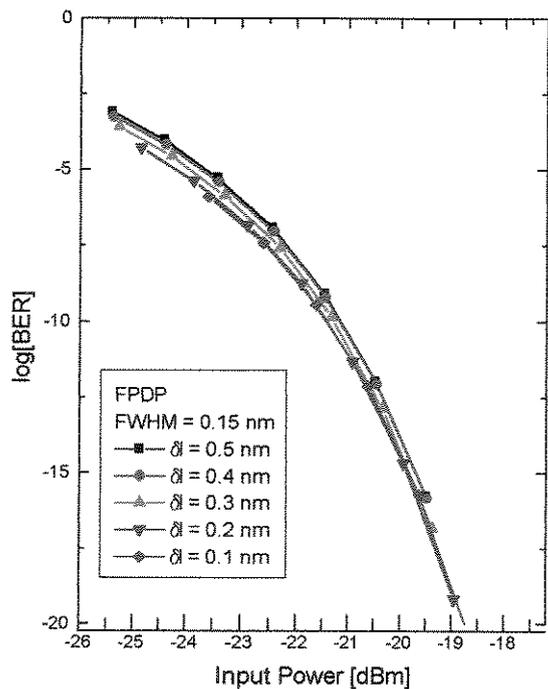
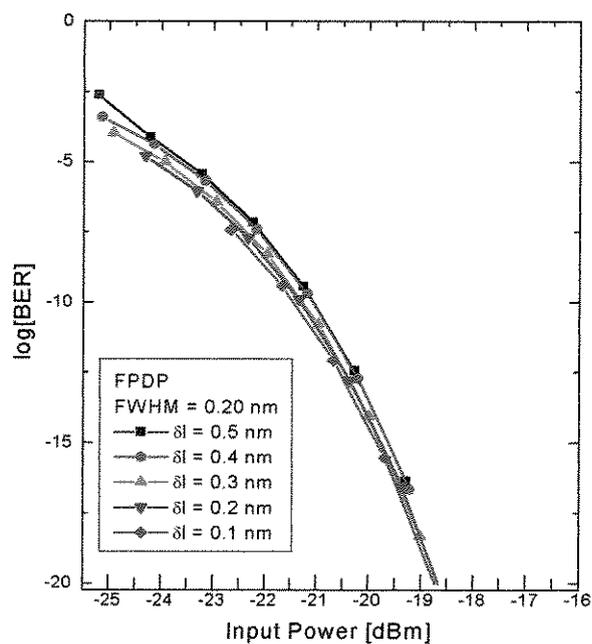
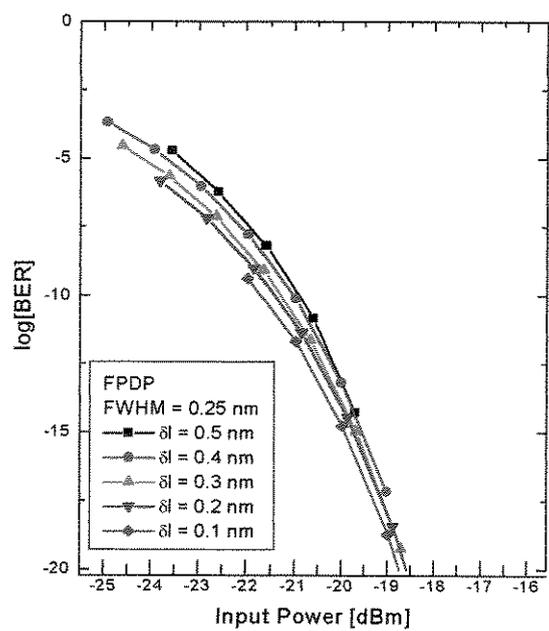


Figura 3.10: Curvas de Penalidade de Potência versus Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de bits de 2.5 Gb/s e Filtro FPDP

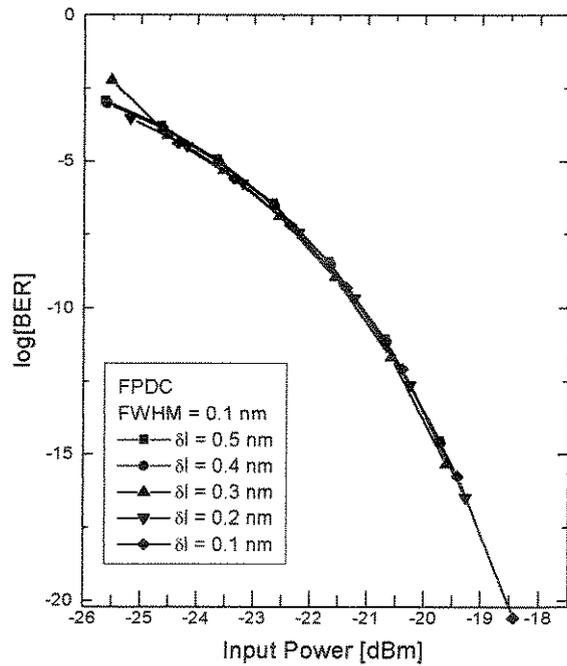
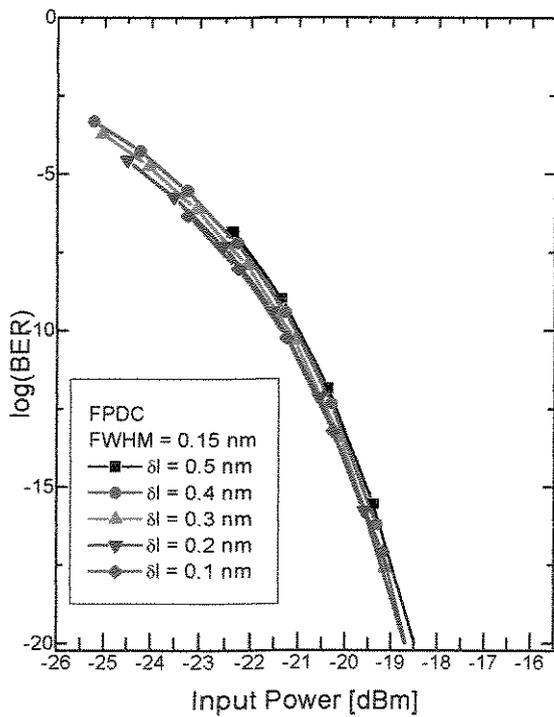
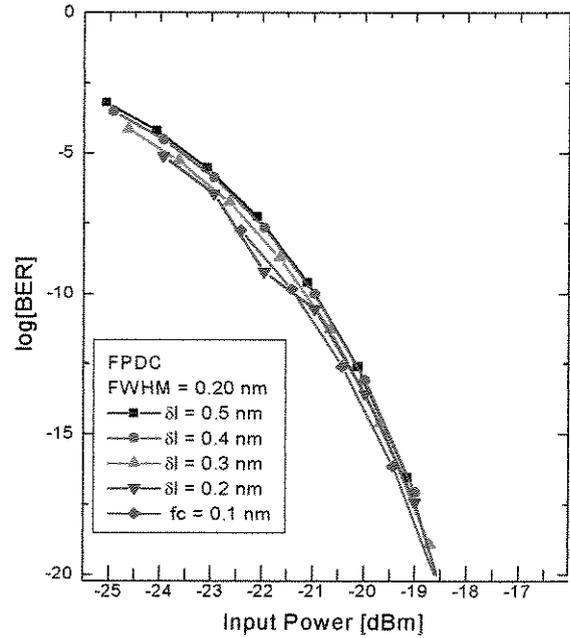
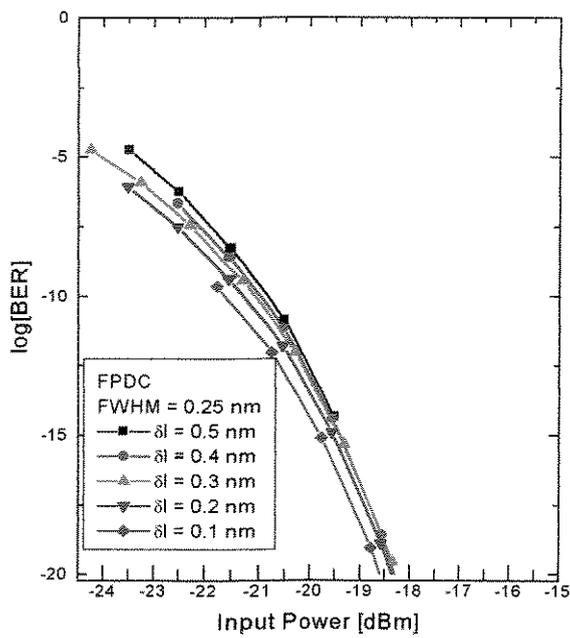


Figura 3.11: Curva de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de 2.5Gb/s e filtro FPDC

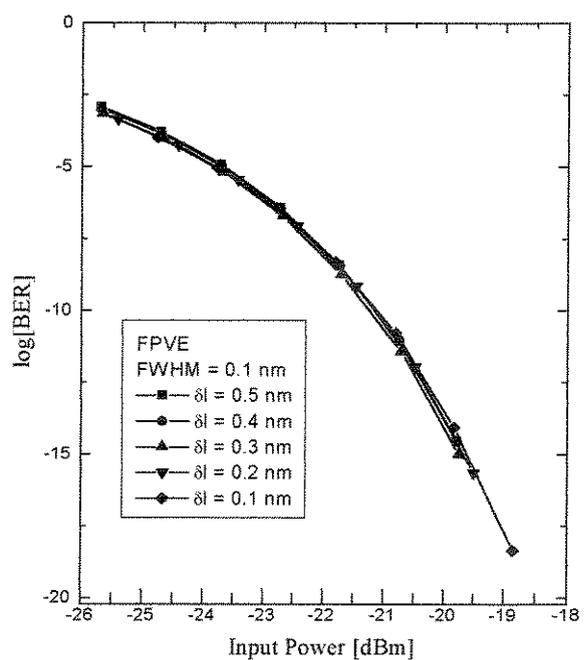
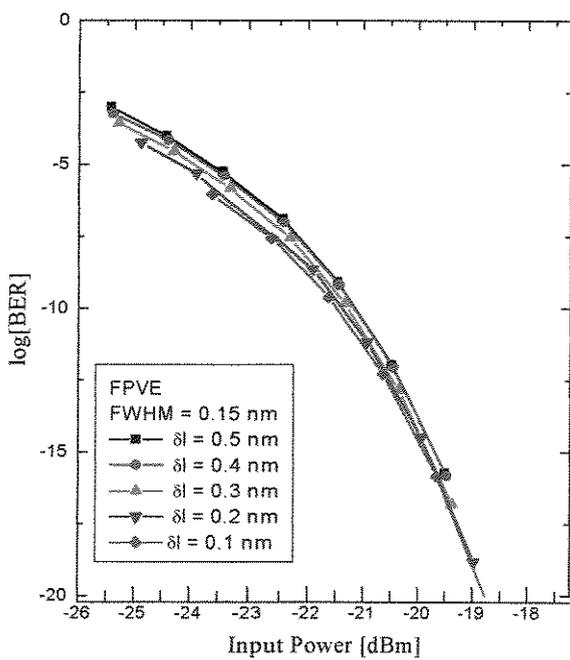
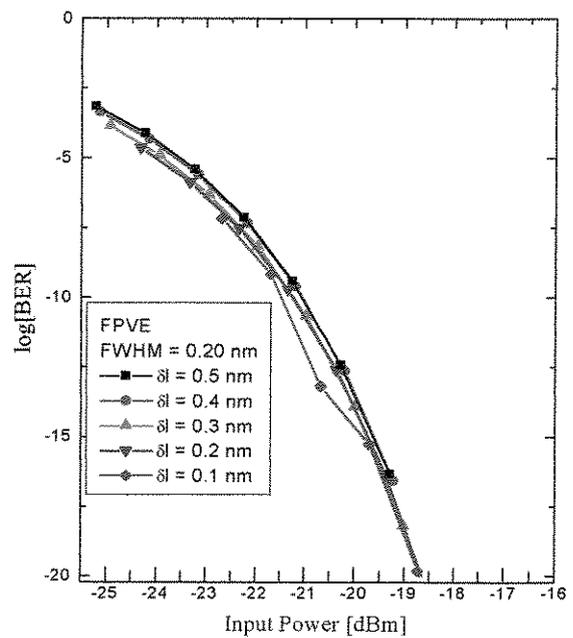
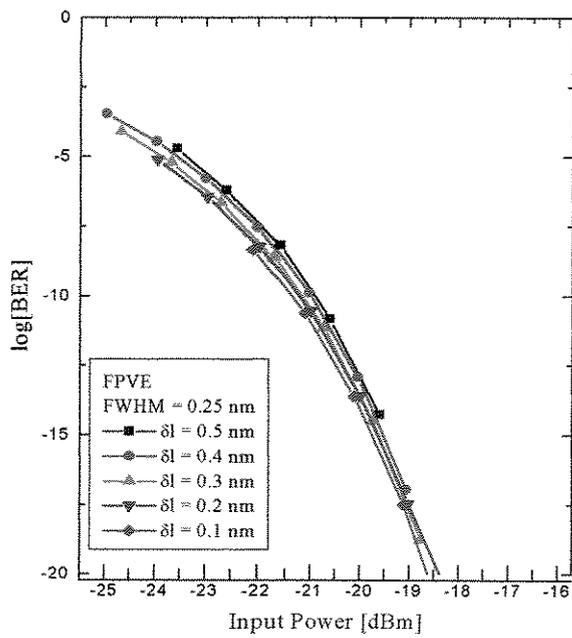


Figura 3.12: Curvas de Probabilidade de Erro versus Penalidade de Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de 2.5Gb/s e filtro FPVE

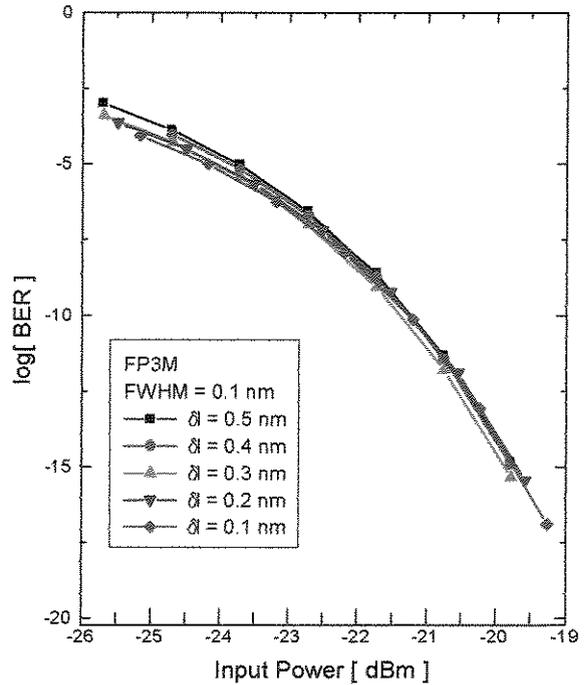
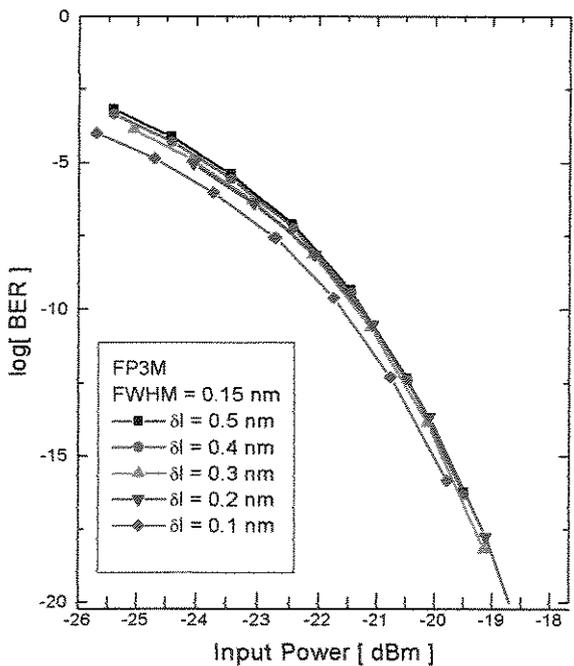
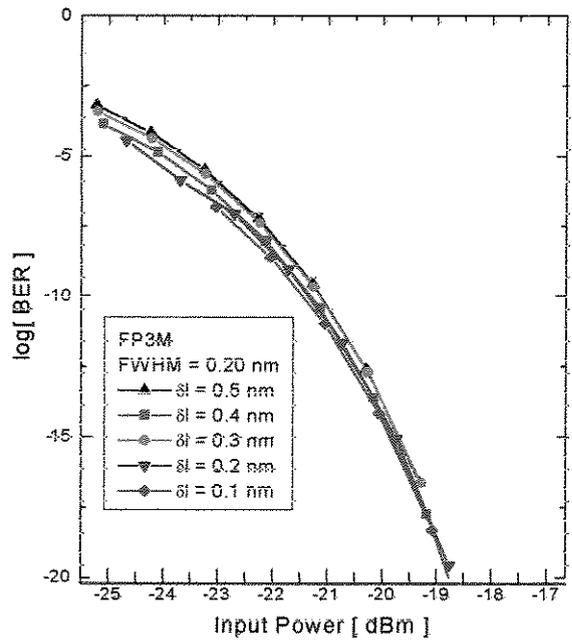
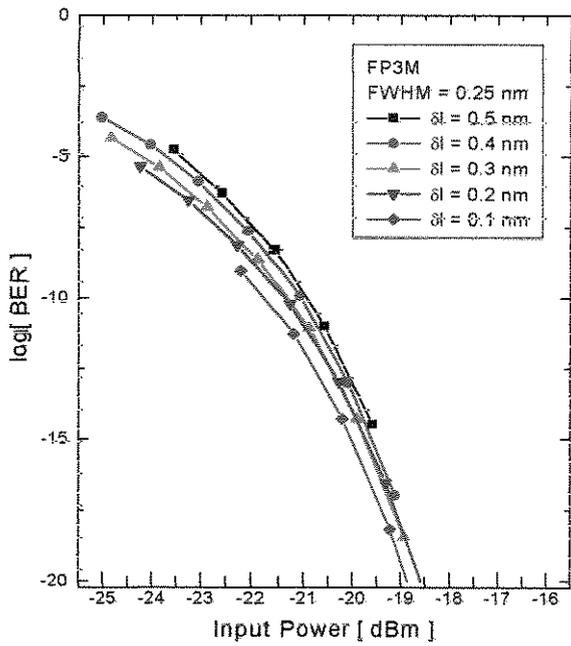


Figura 3.13: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de bits de 2.5Gb/s e filtro FP3M

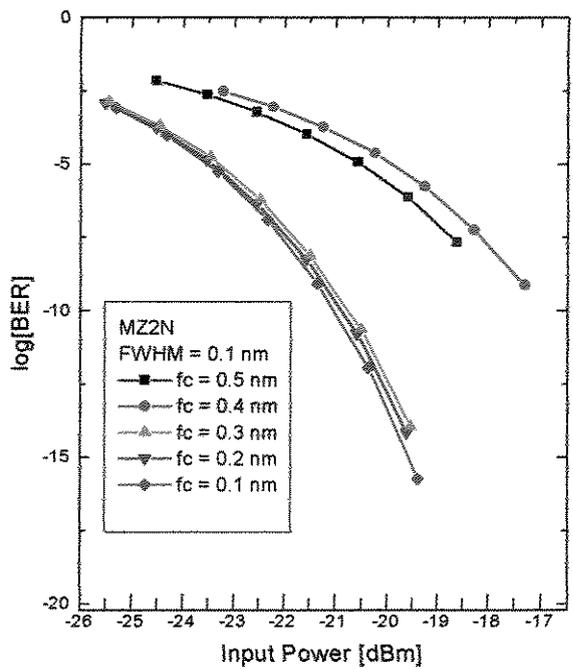
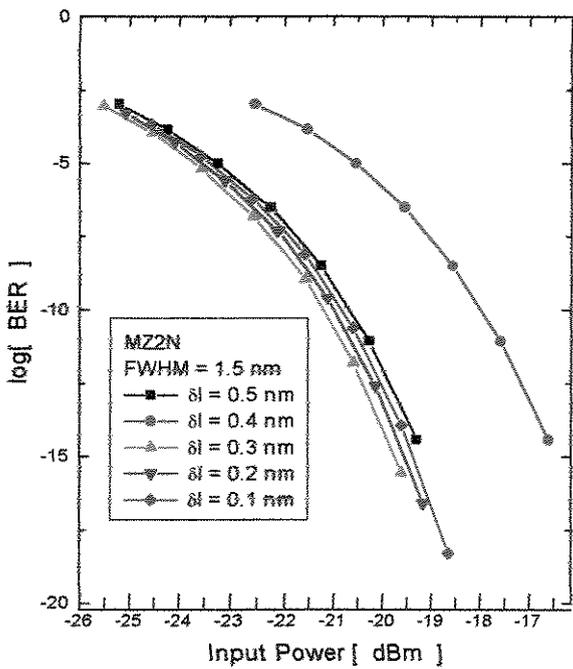
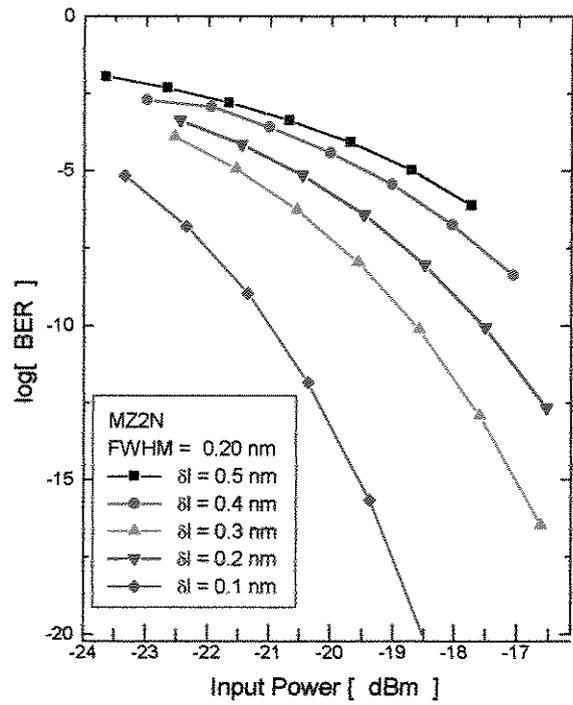
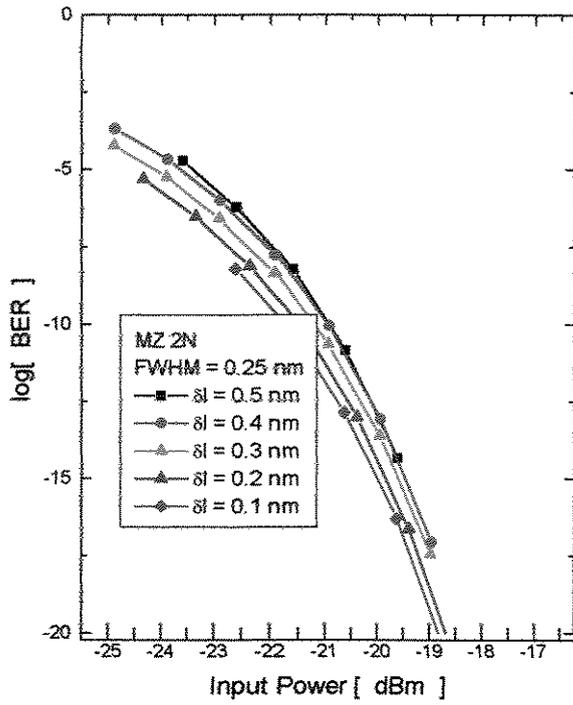


Figura 3.14: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro MZ2N

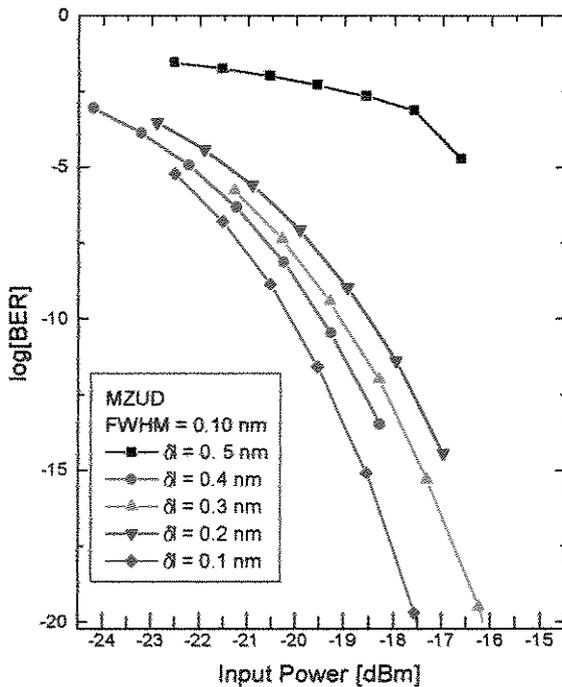
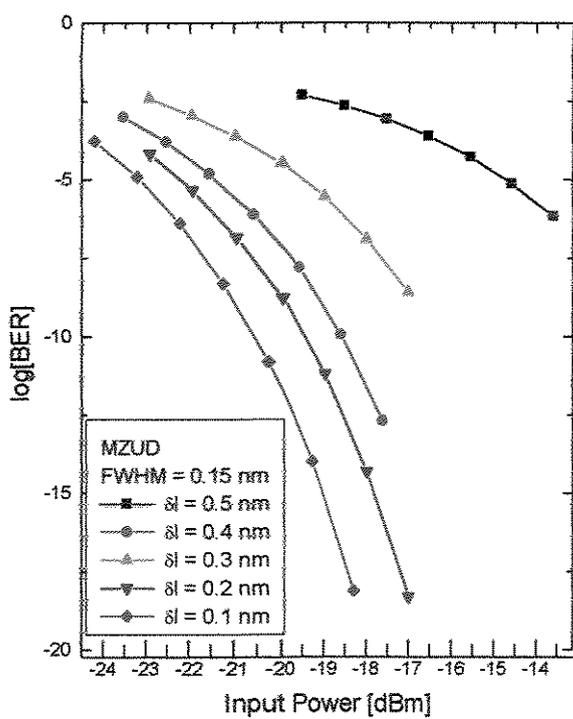
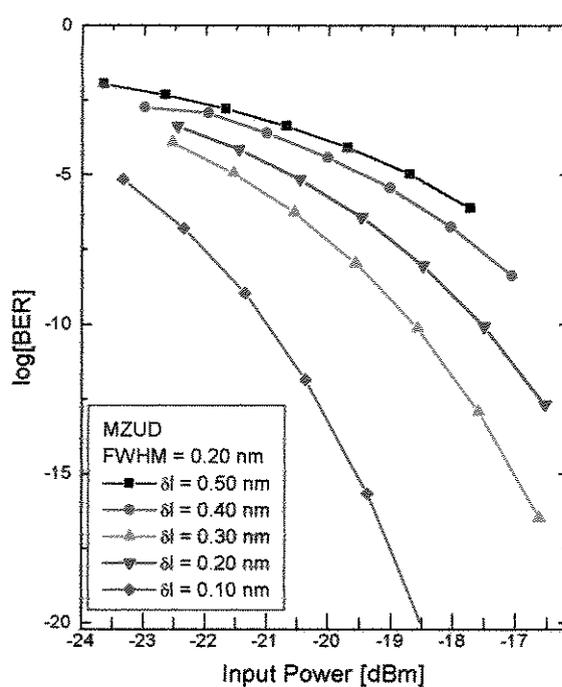
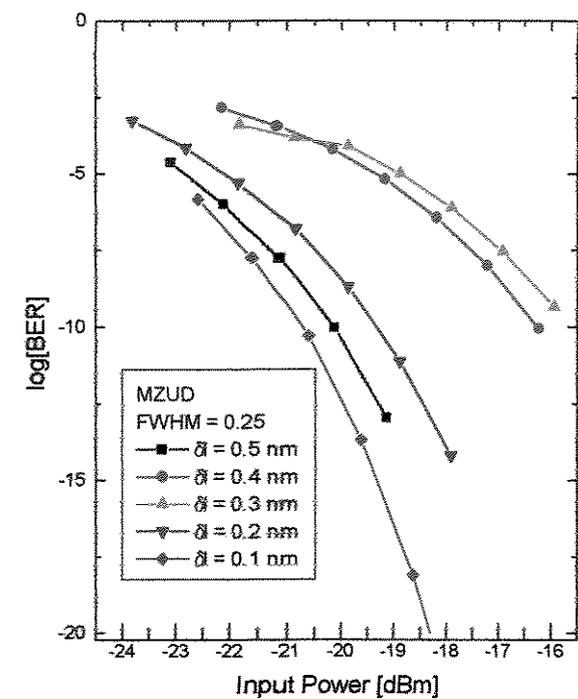


Figura 3. 15: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro MZUD

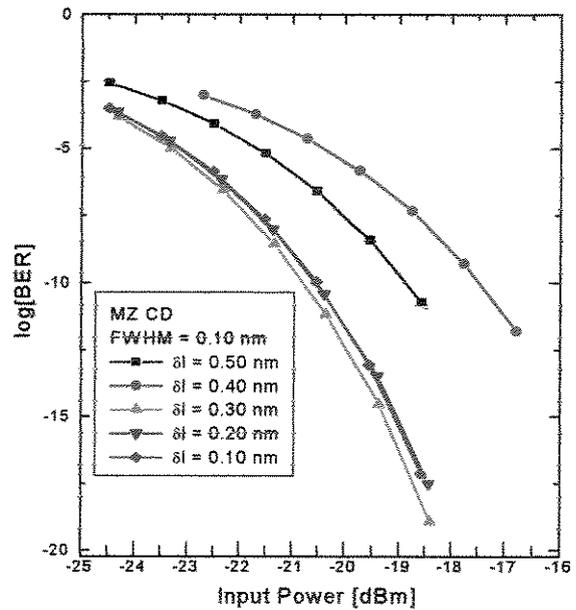
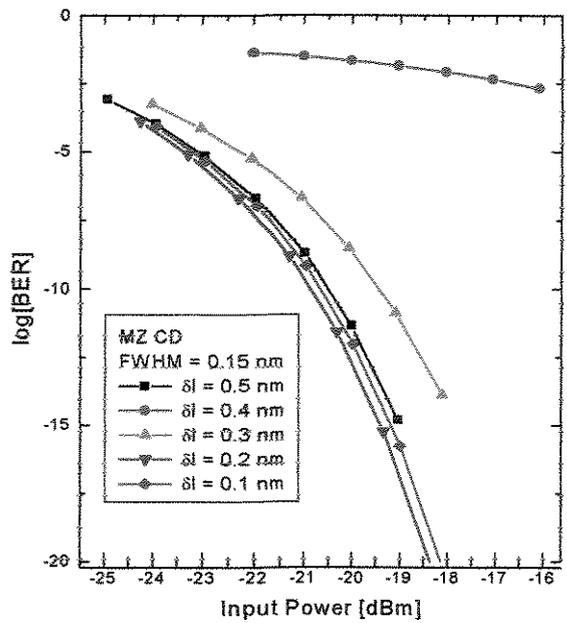
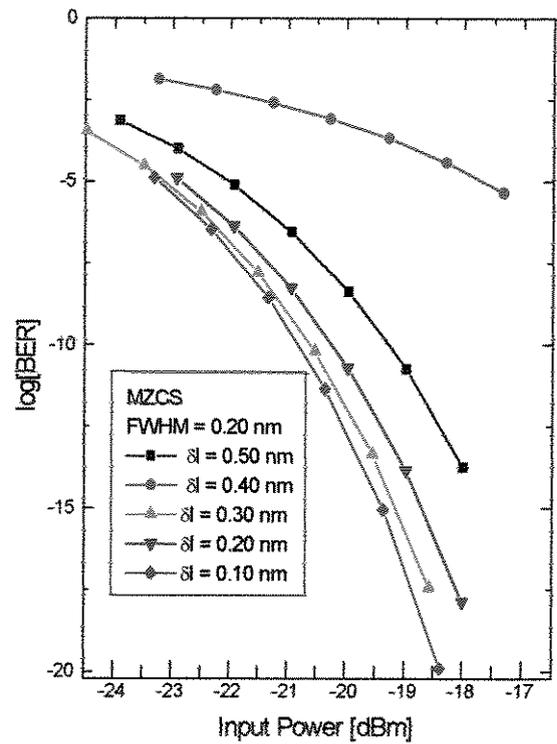
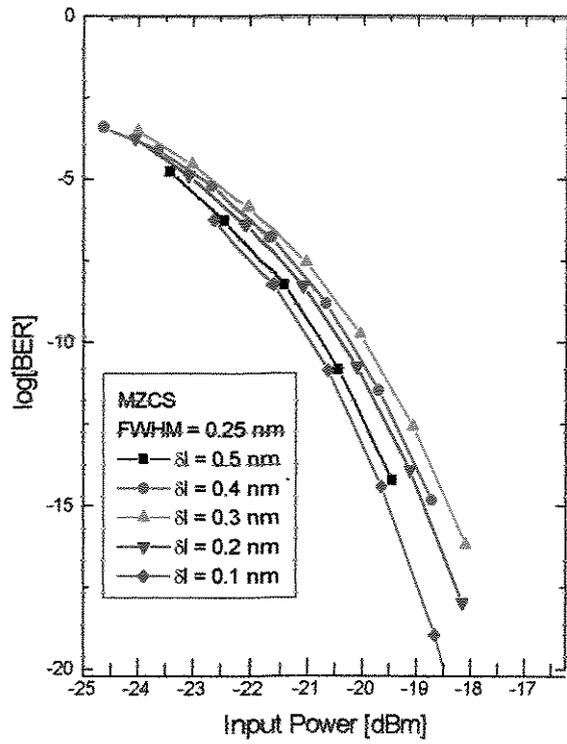


Figura 3.16: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro MZCD

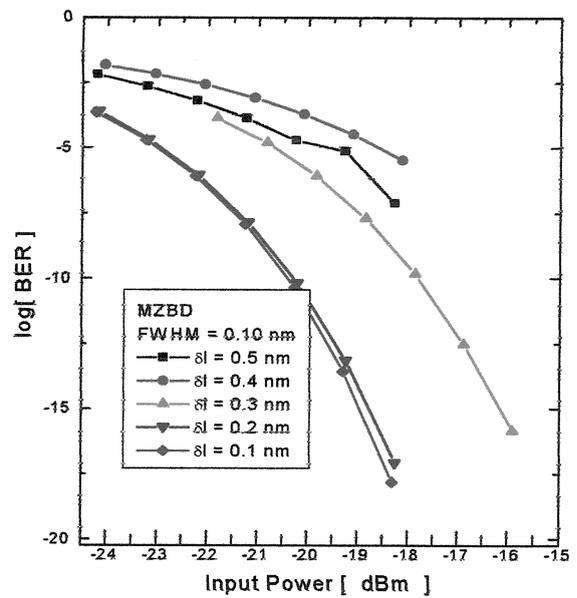
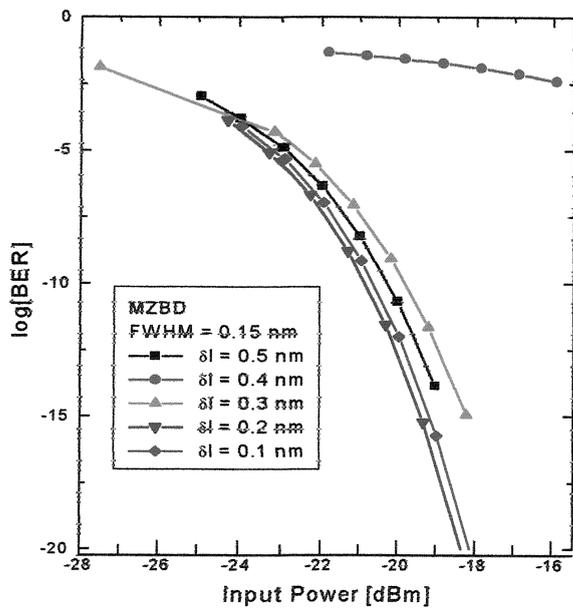
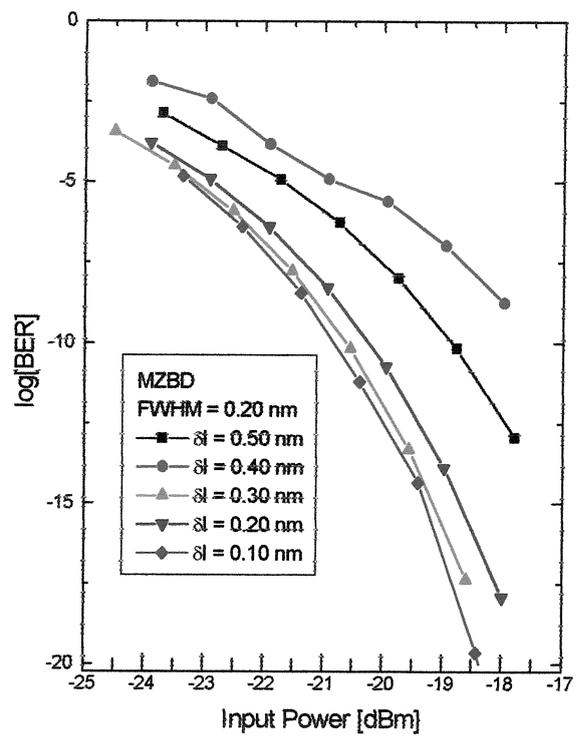
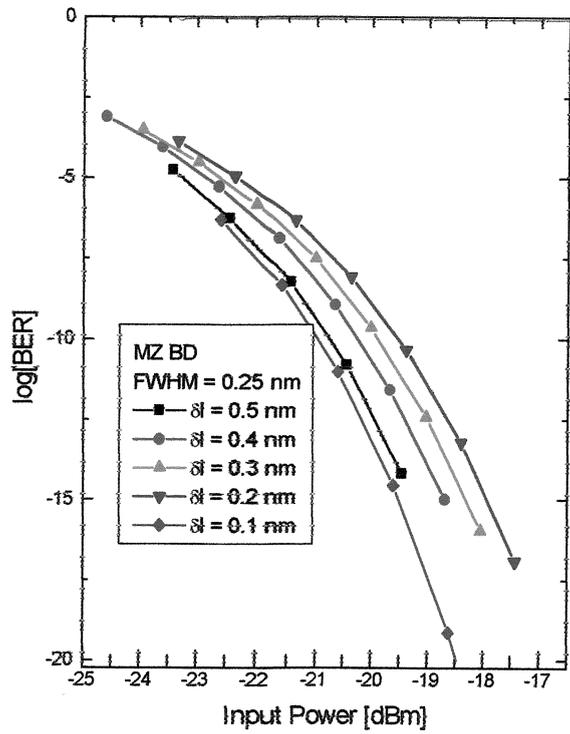


Figura 3.17: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro MZBD

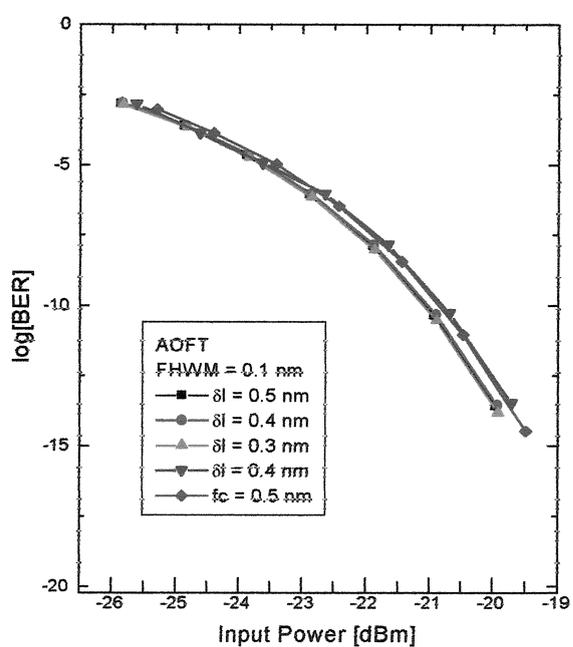
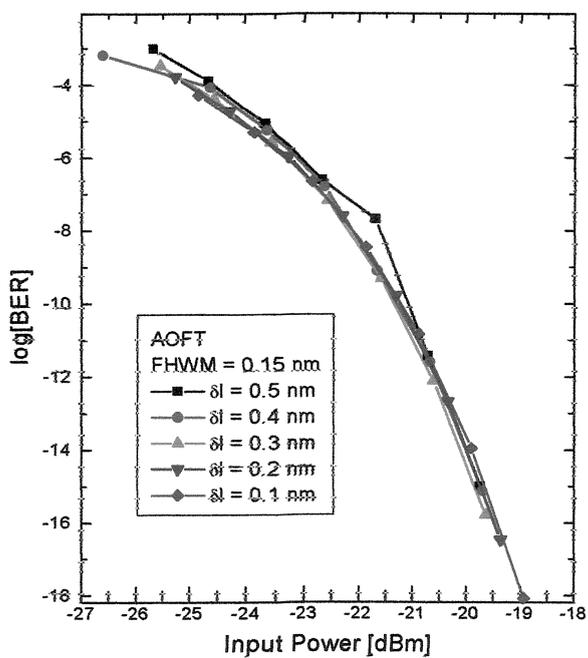
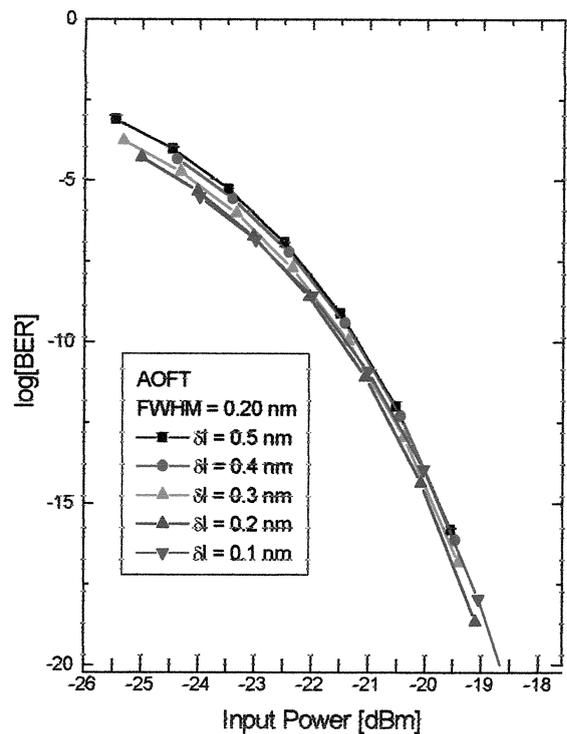
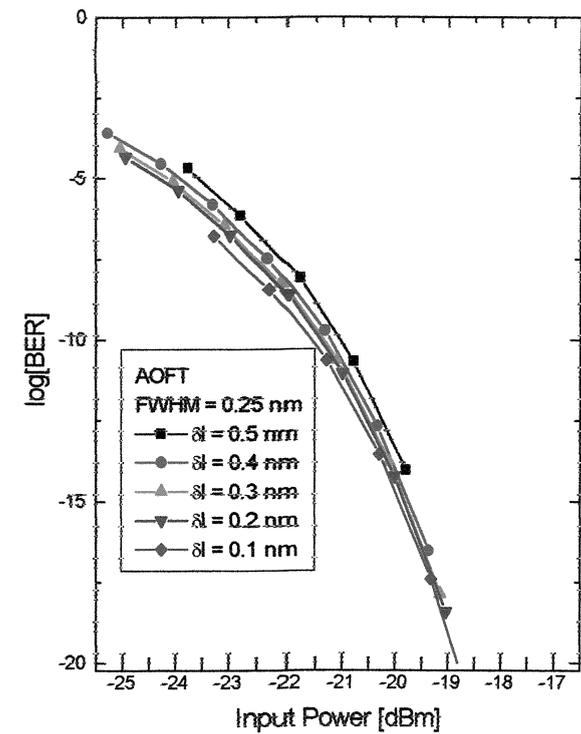


Figura 3.18: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro AOFT

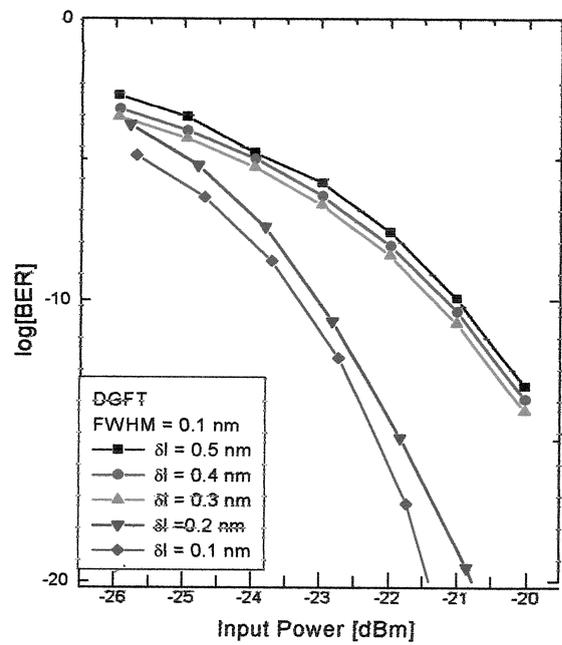
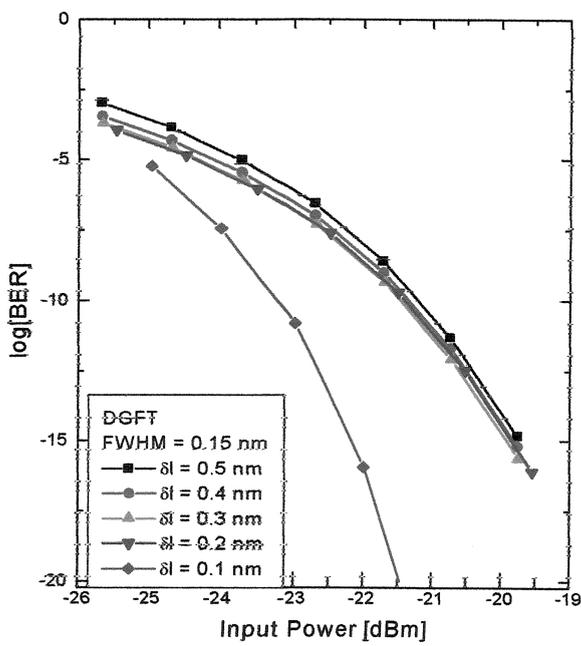
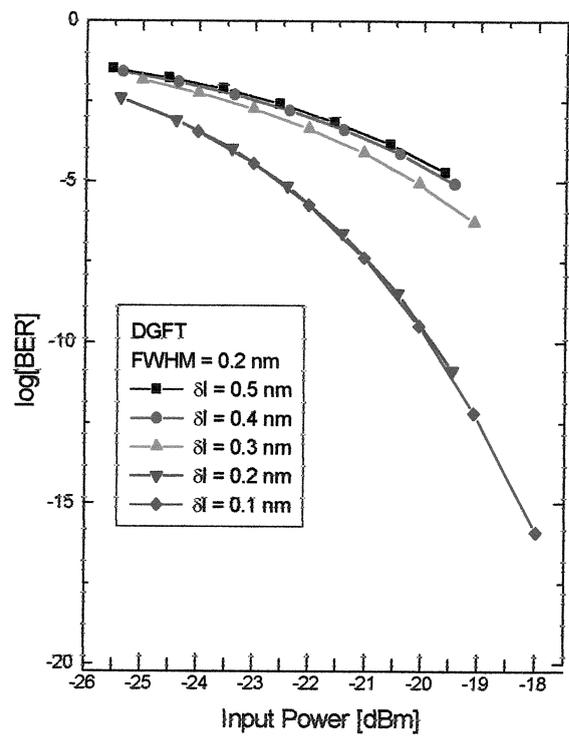
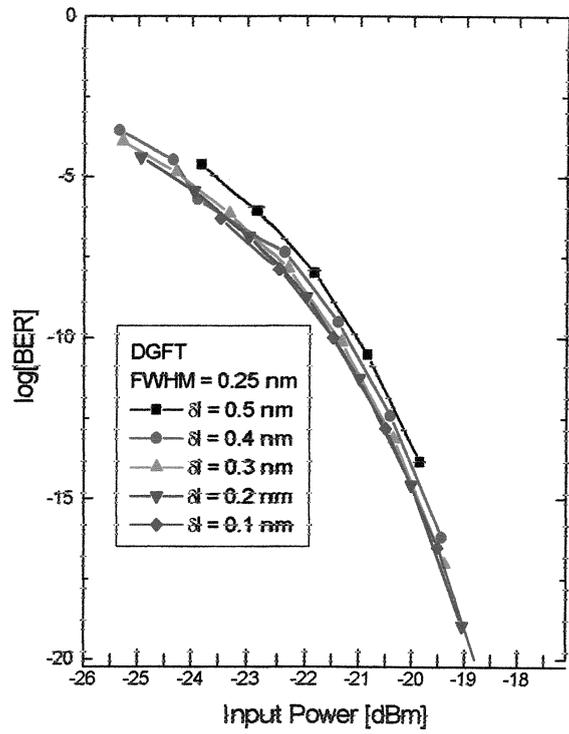


Figura 3.19: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro DGFT

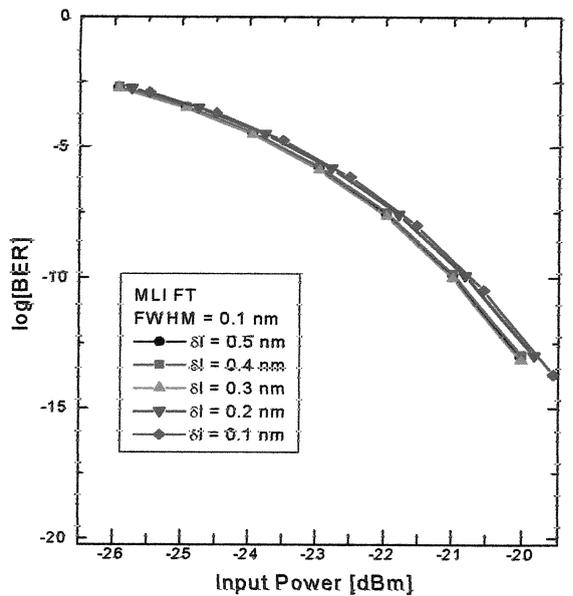
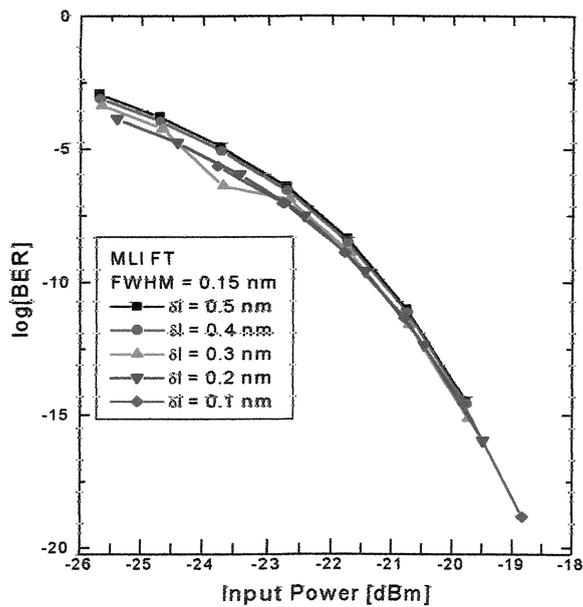
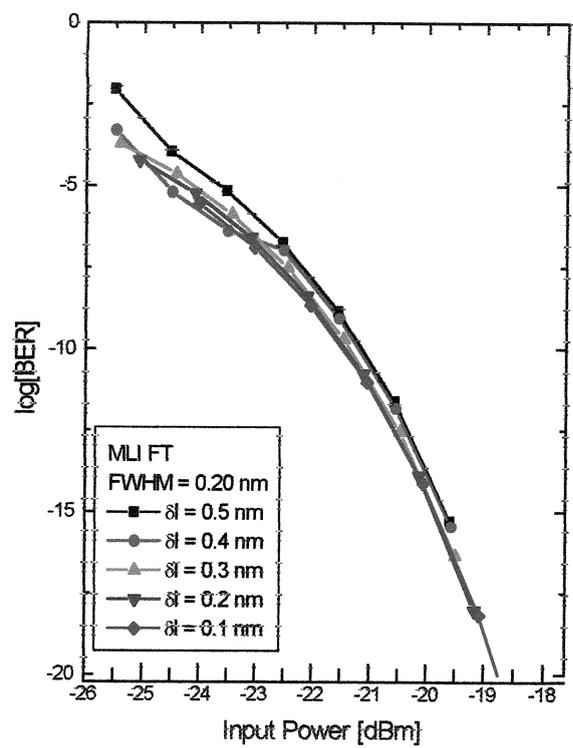
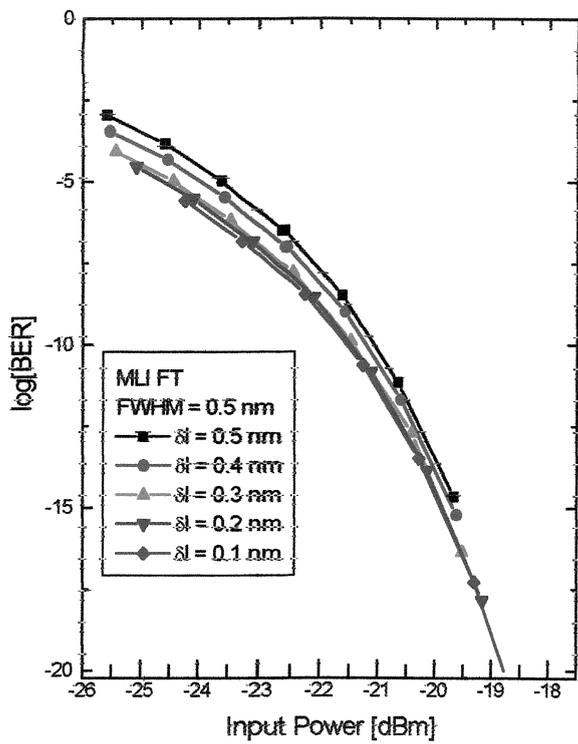


Figura 3.20: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro MLIFT

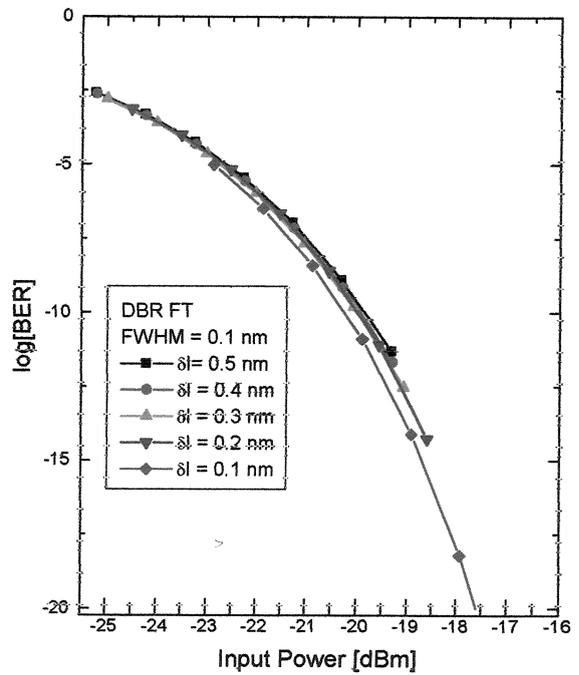
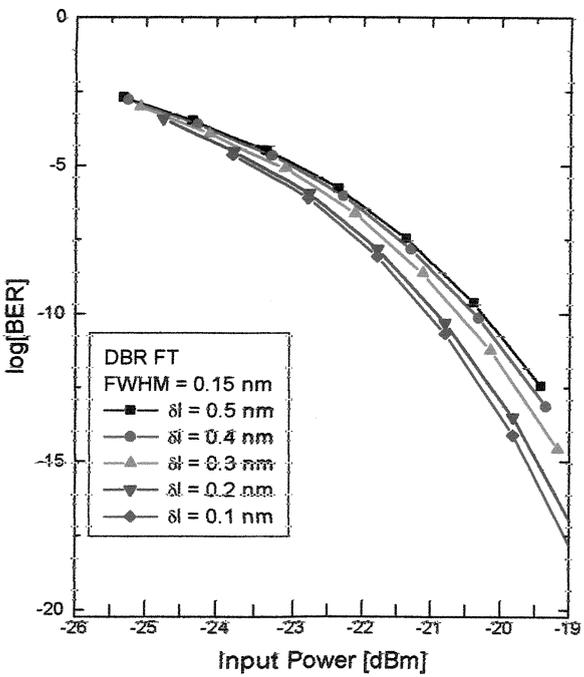
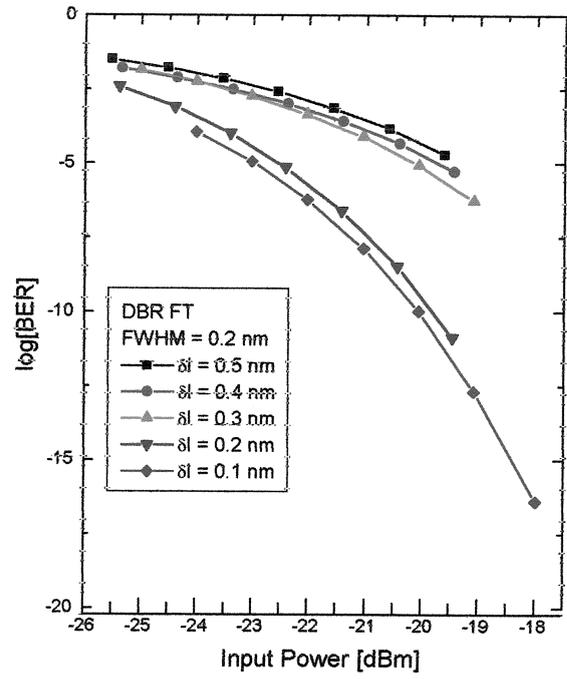
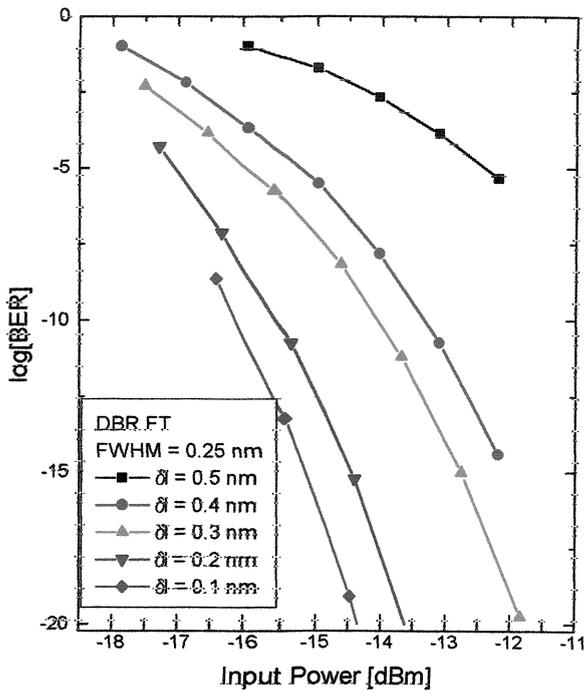


Figura 3.21: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de bits de 2.5 Gb/s e filtro DBR FT

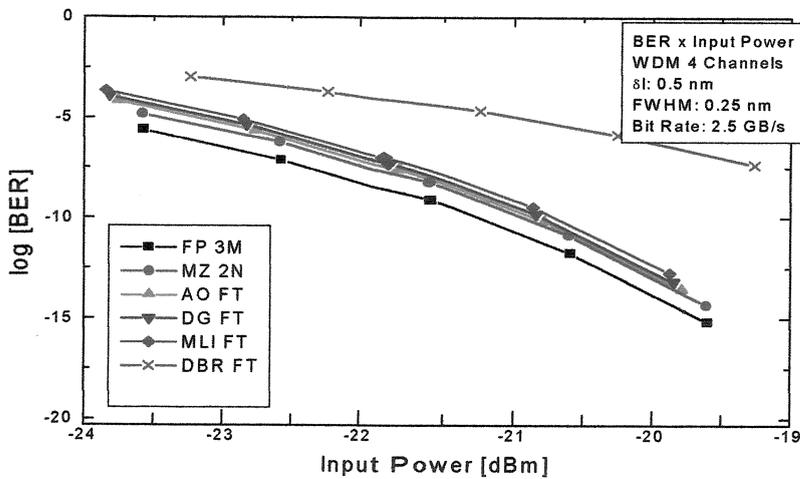
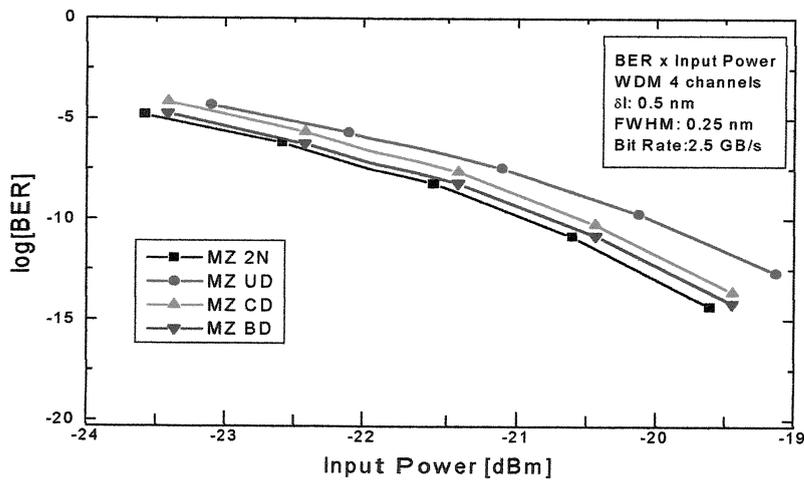
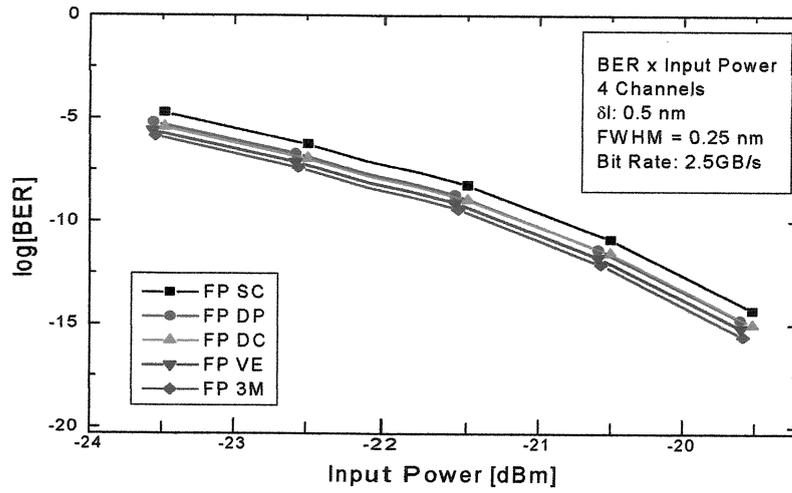


Figura 3.22: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de bits de 2.5 Gb/s e Filtros Ópticos com FWHM de 0.25 nm

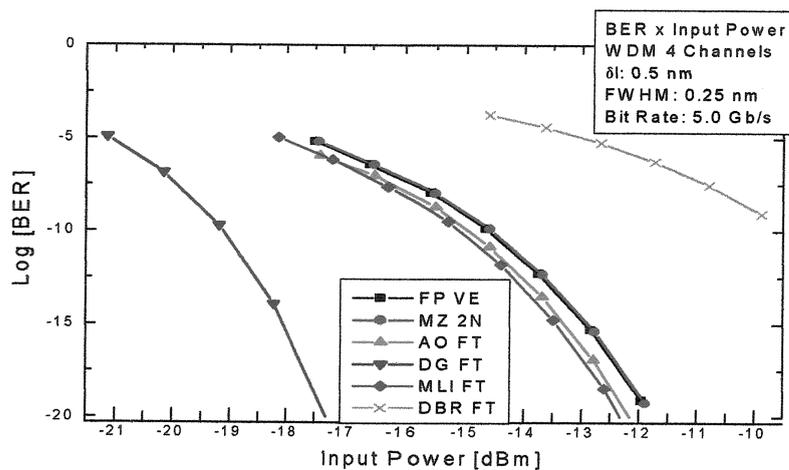
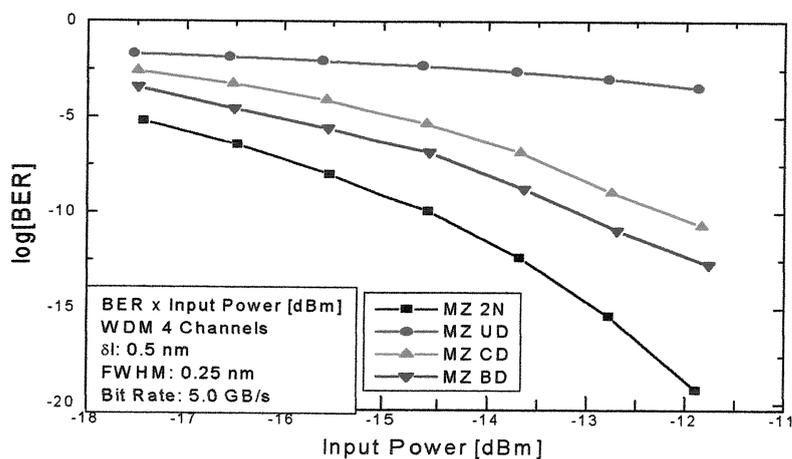
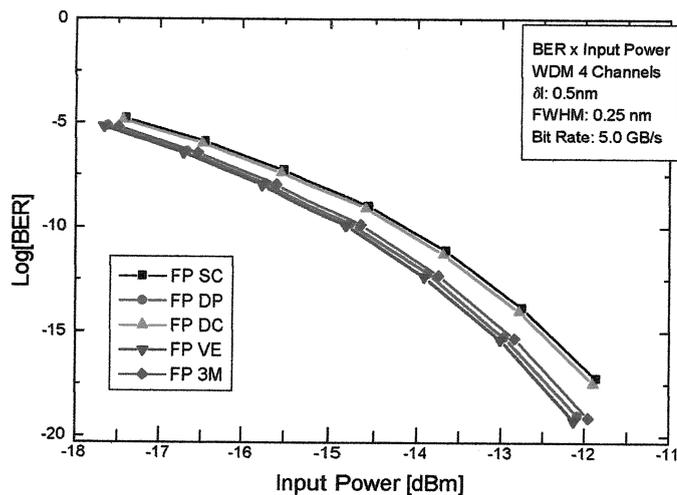


Figura 3.23: Curvas de Probabilidade de Erro versus Potência Óptica na entrada do receptor para uma taxa de bits de 5.0 Gb/s e Filtros Ópticos com FWHM de 0.25 nm

3.4 Comentários

De uma maneira geral, levando-se em conta os resultados obtidos nas duas situações podemos verificar que no grupo Fabry-Perot os filtros de melhor desempenho são o FP VE e o FP de três espelhos, ficando em concordância com os resultados obtidos em [2] e em [3]. Por sua vez dentro do grupo Mach-Zehnder temos o modelo de múltiplos estágios com distribuição 2^N , como o modelo de melhor desempenho em oposição aos modelos propostos em [6]. Os filtros aperiódicos por sua vez apresentam bom desempenho quando trabalhamos com múltiplos canais e com taxas elevadas em acordo com o mostrado em [5].

Os filtros ativos DBR apresentaram nesta análise um baixo desempenho, pois como todos os filtros foram ajustados para um ganho unitário, este ficou com seu desempenho afetado, pois diferentemente dos outros filtros, apresenta uma fonte de ruído que degrada o sinal filtrado.

Convém lembrar que a limitação na largura espectral do laser e do EDFA pelo simulador utilizado, ameniza os resultados obtidos quando comparados com resultados experimentais [4]. Nesta análise também foram desconsiderados efeitos não lineares que aparecem nos sistemas ópticos a altas taxas.

As análises deste capítulo basearam-se somente no desempenho obtido pelo filtro através de sua função de transferência unitária. Numa análise mais realística devem ser levadas em conta o método de sintonia empregado, as perdas de inserção, a faixa de sintonia, o número de canais sintonizados e a dependência do dispositivo com a polarização.

Assim quando tomamos em conta estes parâmetros observamos por exemplo que os filtros FP e MLI FT apresentam baixa velocidade de sintonia e número de canais sintonizáveis em comparação com os filtros MZ e AO FT porém estes apresentam forte dependência com a polarização [5].

A escolha do filtro mais adequado a uma dada rede óptica é pois determinada pela relação entre custo e eficiência do dispositivo.

Bibliografia

- [1] Handy, W. M. & Humblet P. A., "Sensitivity Analysis of Direct Detection Optical FDMA Network with OOK Modulation ," *Journal of Lightwave technology*, Vol. 11, n. 5/6 may/june1993
- [2] Handy, W. M. & Humblet P. A., "Crosstalk Analysis and Filter Optimization of Single - and Double - Cavity Fabry-Perot filters ," *Journal of Selected Areas in Communications*, Vol. 8 n. 6 august 1990.
- [3] Saleh, A. A. M & Stone J., "Two - Stage Filters as Demultiplexers in Optical FDMA LAN's, " *Journal of Lightwave technology*, Vol. 7, n. 2 February 1989 .
- [4] Salomão Pereira, J., "WDM - Multiplexação em Comprimento de Onda, " Relatório de Estudos Especiais, FEEC-UNICAMP 1995.
- [5] Iida M. & Asakura H., "A computer Controlled Narrow Bandpass Optical Tunable Filter Using a Fourier Diffraction Grating in the Range of 1.3 - 1.55 , "
- [6] Kutznetov M, "Cascaded Coupler Mach-Zehnder Channel Dropping Filters for Wavelength-Division-Multiplexed Optical Systems, " *Journal of Lightwave technology*, Vol. 12, n. 2 February 1994 .

Conclusão

Neste trabalho procurou-se fazer a simulação e análise dos principais tipos de filtros ópticos existentes atualmente.

Os filtros ópticos são importantes componentes dos sistemas fotônicos de terceira geração, podendo ser empregados em conjunto com amplificadores ópticos para minimizar-se os efeitos do ruído de emissão espontânea (ASE) nos sistemas monocanal ou ser empregados para sintonizar um canal desejado em um ambiente WDM.

Na pesquisa desenvolvida, foram realizadas:

- o levantamento das funções de transferência dos principais tipos de filtros ópticos e sua inserção no ambiente de simulação **PC-SIMFO**.
- a análise de desempenho dos filtros ópticos, acoplados a um amplificador óptico, num sistema monocanal mediante o levantamento das curvas de SNR e de penalidade de potência para o caso no qual os filtros apresentam FWHM constante e para o caso na qual a potência média na entrada do receptor é mantida constante, para diferentes taxas de bits.
- a análise de desempenho dos filtros ópticos, na sintonia de um canal, em um sistema WDM mediante o levantamento de curvas de probabilidade de erro, para diferentes espaçamentos de canais, FWHM e taxas de bits.

Como resultados obtivemos:

- O desempenho dos filtros tanto em WDM como quanto em monocanal correspondeu ao encontrado na literatura.

- Os filtros periódicos (Fabry-Perot e Mach-Zehnder) obtiveram bons desempenhos na eliminação do ASE dos amplificadores ópticos.
- Os filtros aperiódicos (DGFT, FMCI e Acustooptico) obtiveram bons desempenhos nos sistemas WDM.

Ficamos com as seguintes sugestões para trabalhos futuros:

- Inserção de novos modelos de filtros, em particular dos filtros que empregam estruturas em super-rede e de filtros de onda caminhante.
- Adequação do tempo de sintonia nos modelos utilizados.
- Análise de desempenho do sistema quando temos filtros acoplados a amplificadores ópticos em linha, em cascata ou usados como booster.
- Introdução dos efeitos não-lineares do sistema comuns às altas taxas.
- Desenvolvimento da formulação de densidade espectral de ASE considerando-se o filtro acoplado internamente ao amplificador.
- Análise de desempenho em sistemas WDM utilizando modulação externa e sinais analógicos de informação.

Apêndice A

O Ambiente de Simulação PC-SIMFO

O ambiente de simulação PC-SIMFO é um ambiente gráfico que permite a simulação de sistemas ópticos de comunicação, sendo bastante atrativo para a análise e projeto de sistemas de comunicação.

Ele permite a descrição da configuração do sistema através de diagramas de blocos gráficos, a execução da simulação das formas de onda, uma revisão dos resultados de simulação e desempenho iterativo do projeto.

A versão utilizada foi escrita em C para Windows e projetada para rodar em sistemas compatíveis com o IBM-PC.

De uma maneira geral os processos de simulação das formas de ondas consistem dos seguintes passos:

- Geração de amostras de todo o sinal de entrada
- Operações de processamento discreto de sinais (em frequência e tempo)
- Geração e armazenamento dos valores amostrados das formas de onda nos pontos selecionados
- Análise das formas de onda ao final da simulação e avaliação do desempenho do sistema.

Para prover máxima flexibilidade o programa utiliza uma estrutura modular composta de quatro partes principais (ver figura A1):

- **Biblioteca de modelos:** apresenta modelos matemáticos pré-programados dos blocos funcionais utilizados na simulação, como os diferentes tipos de fontes de sinal, filtros, moduladores, etc.
- **Configurador do sistema:** especifica o sistema a ser simulado, bem como altera os valores dos parâmetros dos modelos utilizados.
- **Executor de simulação:** supervisiona a execução da simulação, bem como promove o interfaceamento entre as rotinas do programa, gerando e armazenando as amostras de sinais em diferentes pontos do sistema.
- **Pós-processador:** permite a visualização e o processamento das amostras geradas durante a simulação e obter as curvas de desempenho. Se os objetivos não são encontrados, então os valores dos parâmetros podem ser modificados até que se obtenha o resultado almejado.

A maior vantagem desta estrutura do programa é a possibilidade de expansão do mesmo sem a necessidade de reescreve-lo por inteiro.

O passo inicial para se trabalhar com o PC-SIMFO é definir o sistema a ser simulado. Do menu de componentes o usuário seleciona os componentes desejados e os coloca na área de trabalho. Em seguida o usuário conecta os blocos selecionados para obter o diagrama esquemático do sistema desejado, como mostra a figura A2. Por fim o usuário ajusta os parâmetros dos modelos para cada um dos componentes selecionados (figura. A3). Uma vez que o sistema foi definido, a simulação pode ser iniciada.

Antes porém de iniciarmos a simulação, o usuário possui a opção de escolher os resultados a serem analisados. Este passo não é obrigatório, pois após findar-se a simulação o usuário pode analisar quaisquer um dos resultados desejados. Durante a execução da simulação o usuário é informado do progresso da mesma, podendo a qualquer instante interromper a simulação. Ao final da simulação o usuário pode analisar graficamente qualquer o sinal em qualquer ponto do sistema ou ainda aplicar uma série de operações de processamento (como transformada de Fourier, derivação, integração, autocorrelação, espectro de potência, etc.) e verificar o desempenho do sistema (figura. A4).

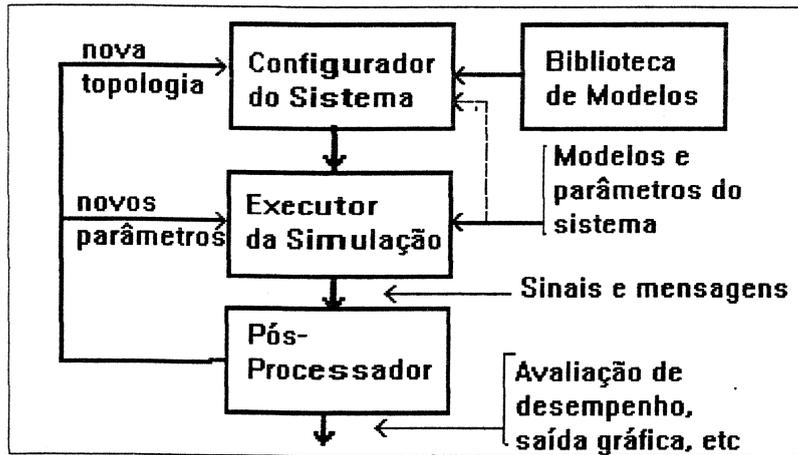


Figura A1: Estrutura funcional do PC-SIMFO

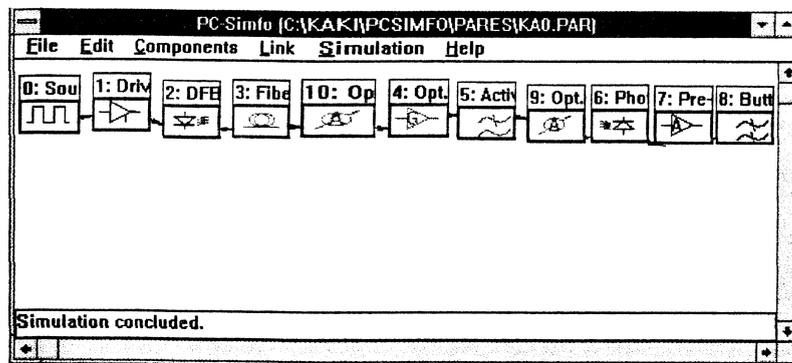


Figura A2: Definição do Sistema

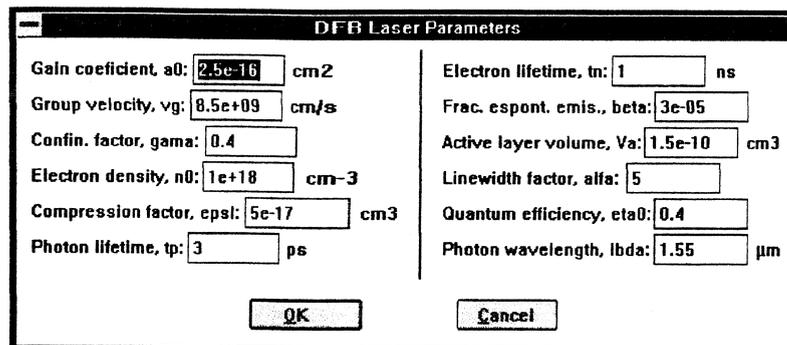


Figura A3: Edição dos parâmetros do modelo

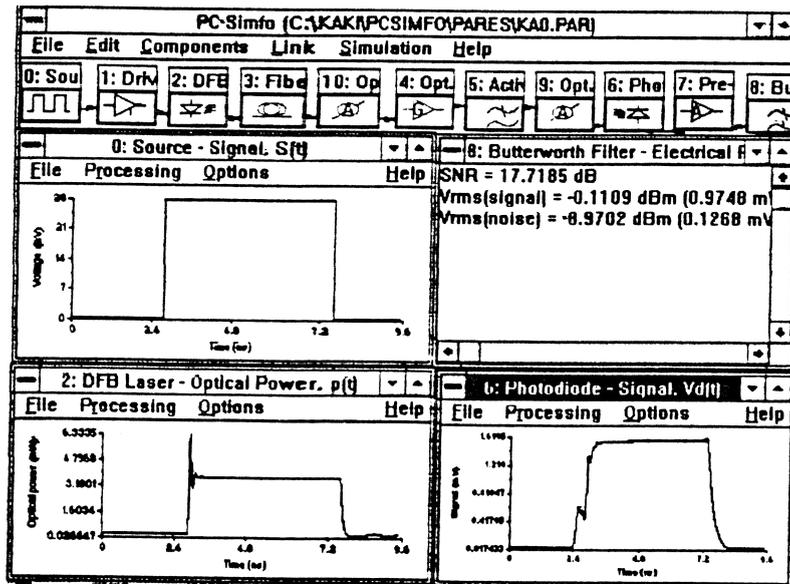


Figura A4: Alguns resultados gráficos obtidos da simulação do sistema da figura A2.

BIBLIOGRAFIA:

1. Rossi, S. M. & Moschim A., "PC-SIMFO: A Software for Simulation of Fiber Communication Systems," *Journal of Lightwave technology*, submitted june 1996 .

Apêndice B

Valores utilizados para a simulação do sistema monocanal e do sistema WDM:

Bit Rate:	2.5 Gb/s	5.0 Gb/s	10.0 GB/s
Optical Source:			
Laser threshlod current:	13.8 mA	13.8 mA	13.8 mA
Laser Bias current :	13.8 mA	13.8 mA	27.6 mA
Laser modulation current:	60.0 mA	60.0 mA	60.0 mA
Laser Wavelength:	1.55 μm	1.55 μm	1.55 μm
Carrier Lifetime:	2.5 ns	2.5 ns	2.5 ns
Photon Lifetime:	1.27 ps	1.27 ps	1.27 ps
Optical confinement factor:	0.3	0.3	0.3
Transparency Electron Density:	$1x10^{18} cm^3$	$1x10^{18} cm^3$	$1x10^{18} cm^3$
Active Layer Volume:	$0.9x10^{-10} cm^3$	$0.9x10^{-10} cm^3$	$0.9x10^{-10} cm^3$
Linewidth enhancement Factor (α):	6	6	6
Gain compression factor (ϵ_r) :	$4x10^{-17} cm^3$	$4x10^{-17} cm^3$	$4x10^{-17} cm^3$
Gain coeficient	$2.5x10^{-16} cm^3$	$2.5x10^{-16} cm^3$	$2.5x10^{-16} cm^3$
Spontaneous Emission Coeficient:	$1x10^{-4}$	$1x10^{-4}$	$1x10^{-4}$

Bit Rate:	2.5 Gb/s	5.0 Gb/s	10.0 GB/s
Optical Fiber:			
Fiber Dispersion Coefficient:	15 ps/(Km.nm)	15 ps/(Km.nm)	15 ps/(Km.nm)
Optical attenuation:	0.2 dB/km	0.2 dB/km	0.2 dB/km
Optical Amplifier:			
G_0	20 dB	20 dB	20 dB
P_{sout}	1.36 mW	1.36 mW	1.36 mW
n_{sp}	1.256	1.256	1.256
B_0	0.4 THz	0.4 THz	0.4 THz

Bit Rate:	2.5 Gb/s	5.0 Gb/s	10.0 GB/s
Optical Receiver:			
Quantum Efficient:	0.8	0.8	0.8
Gain PIN	1.0	1.0	1.0
Dark Current	1nA	1nA	1nA
R_{in}	10 Ω	10 Ω	10 Ω
R_{LOAD}	1 K Ω	1 K Ω	1 K Ω
C_{AP}	0.1 pF	0.1 pF	0.1 pF
K_{ef}	0.3	0.3	0.3
Temperature	300 K	300 K	300 K
Receiver bandwidth:	10.0 GHz	25.0 GHz	70.GHz

Bit Rate:	2.5 Gb/s	5.0 Gb/s	10.0 GB/s
Pre Amplifier Circuit			
Type:	Transimpedance	Transimpedance	Transimpedance
Transistor:	FET	FET	FET
R_a	200 $K\Omega$	200 $K\Omega$	200 $K\Omega$
C_a	0.05 pF	0.05 pF	0.05 pF
I_g	1nA	1nA	1nA
g_m	0.005 S	0.005 S	0.005 S
R_f	0.001 $M\Omega$	0.0005 $M\Omega$	0.00025 $M\Omega$
R_{out}	300 Ω	300 Ω	300 Ω
Electrical Filter:			
Type:	Butterworth	Butterworth	Butterworth
rank:	4th	4th	4th
filter bandwidht	1.75 GHz	3.75 GHz	7.5GHz