



Este exemplar corresponde a redação final da tese
defendida por Maurício Luis Bottoli
e aprovada pela Comissão
Julgada em 23/04/1999
Leonardo
Orientador

Implementação de Modelos de Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio para Simulação de Enlaces Ópticos

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica
da Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Comunicações,
como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de

Mestre em Engenharia Elétrica.

Autor

Maurício Luis Bottoli

Engenheiro Eletricista pela UFSM em 1997

Orientador

Prof. Dr. Leonardo de Souza Mendes

PhD em Engenharia Elétrica Syracuse University em 1992

Banca Examinadora

Prof. Dr. Paulo Teotônio Sobrinho – IF/USP

Prof. Dr. Hélio Waldman – FEEC/UNICAMP

Campinas, 23 de Abril de 1999.

9915053

UNIDADE	BC
N.º CHAMADA	UNICAMP
	B659i
	38255
	229/99
	X
	R\$ 11,00
DATA	10/08/99
N.º CPF	

CM-00125685-6

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

B659i Bottoli, Maurício Luis
Implementação de modelos de amplificadores a fibra dopada com érbio para simulação de enlaces ópticos. / Maurício Luis Bottoli.--Campinas, SP: [s.n.], 1999.

Orientador: Leonardo de Souza Mendes
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Amplificadores óticos – Simulação (Computadores).
2. Dispositivos optoeletrônicos – Simulação (Computadores). 3. Ótica de fibras – Simulação (Computadores). I. Mendes, Leonardo de Souza. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Agradecimentos

Inicialmente gostaria de agradecer à minha família, aos meus Pais, Basílio e Anita, pelo amor, carinho e por terem me incentivado à fazer faculdade, nunca deixando de me dar o apoio necessário e ilimitado para que eu não desistisse nos momentos difíceis. Aos meus irmãos, Marcelo e Ricardo, que sempre foram muito mais que irmãos, foram acima de tudo grandes amigos, e que me acompanharam nessa caminhada.

À Carla, que esteve ao meu lado nessa jornada desde o seu início, nas primeiras semanas de faculdade. Que me deu amor, carinho, compreensão e amizade, sentimentos indispensáveis para que eu chegasse até aqui.

Gostaria de agradecer aos meus Tios, José e Inácia, que me apoiaram e ajudaram. Vocês sabem o quanto foram importantes e que sem essa ajuda não conseguiria chegar até aqui.

Aos amigos do Laboratório, Antônio, Marcelo, Sandro, Ernesto Andrade, Marcos, Ernesto Martin, Fábio Sakurai, Firmiano, Bóris, Fábio e tantos outros, pelas horas de discussão em frente aos computadores. Em especial, agradeço ao amigo Jackson pela paciência e disposição em me ensinar.

À todos os amigos do LACESM, em especial ao Clezio, companheiro nos 5 anos de faculdade, ao Everton, pela orientação, e ao grande amigo e orientador Nelson, que me incentivou a fazer iniciação científica e que me deu todo o apoio para fazer o mestrado.

Aos amigos de Campinas e da república Anselmo, Oscar, Joselito, Eurípedes, John, Paulo, Edgar e Sandrinha, pela amizade e companheirismo nestes dois anos.

Aos professores Hélio Waldman e Paulo Teotônio Sobrinho, por terem aceitado participar da banca julgadora.

À Capes, pela bolsa de mestrado recebida ao longo destes dois anos.

Por último, gostaria de agradecer especialmente ao meu orientador e acima de tudo amigo, professor Leonardo, por ter confiado e me orientado no desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Neste trabalho foram desenvolvidos dois modelos para o amplificador óptico: o primeiro é baseado na sua curva de ganho e na resolução do modelo através do valor de ganho máximo; o segundo é baseado na resolução iterativa das equações de taxa que descrevem o dispositivo, utilizando-se os valores das seções transversais de emissão e absorção e o método de Runge-Kutta de quarta ordem para solucionar as equações de taxa. Além disso, foi implementada uma biblioteca de modelos de dispositivos ópticos para o simulador de sistemas SimNT, incluindo os modelos de amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio, geradores de pulsos, filtros, acopladores, multiplexadores, demultiplexadores, fonte ópticas, moduladores, geradores de seqüência de bits, dispositivos para visualização e análise de resultados entre outros. Todos os modelos e algoritmos foram desenvolvidos na linguagem C++.

ABSTRACT

In this work two models were developed for the optical amplifier: the first is based on its gain curve and in the resolution of the model through the maximum value of gain; the second is based on the interactive resolution of the rate equations that describe the device, being used the values of the emission and absorption cross sections and the method of Runge-Kutta of fourth order to solve the rate equations. A library of models of optical devices was implemented for the system simulator tool SimNT, including the models of Erbium doped fiber amplifiers, pulse generators, filters, couplers, multiplexers, demultiplexers, optical sources, modulators, bit sequence generators, devices for visualization and analysis of results among others. All the models and algorithms were developed in C++ language.

Sumário

RESUMO

ABSTRACT

CAPÍTULO I.....	1
1. INTRODUÇÃO.....	1
1.1 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	4
CAPÍTULO II.....	5
2. SIMNT.....	5
2.1 - KERNEL	6
2.2 - INTERFACE GRÁFICA.....	7
2.3 - MODELOS DE DISPOSITIVOS.....	16
2.4 - BIBLIOTECA DE MODELOS DO SIMNT.....	17
2.5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	17
CAPÍTULO III.....	18
3. EDFA (ERBIUM-DOPED FIBER AMPLIFIERS).....	18
3.1 - FUNDAMENTOS TEÓRICOS	20
3.2 - MODELAMENTO COM RESULTADOS BASEADOS NA CURVA DE GANHO	24
3.2.1 - Equações de Taxa e Convectivas.....	24
3.2.2 - Cálculo do Ganho e ASE do Amplificador.....	27
3.2.3 - Ganho Máximo em Função da Frequência.....	29
3.2.4 - Modelamento para o SimNT.....	32
3.2.5 - Resultados	44
3.3 - MODELAMENTO COM RESULTADOS BASEADOS NA RESOLUÇÃO NUMÉRICA DAS EQUAÇÕES DE TAXA	50
3.3.1 - Modelamento Para o SimNT	56
3.3.2 - Resultados	65
3.4 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	72
CAPÍTULO IV.....	75
4. EXEMPLOS DE SIMULAÇÕES DE SISTEMAS ÓPTICOS.....	75

4.1 - ENLACE PONTO A PONTO.....	75
4.1.1 - <i>Parâmetros dos Dispositivos</i>	76
4.1.2 - <i>Resultados da Simulação</i>	79
4.2 - SISTEMA WDM.....	90
4.2.1 - <i>Parâmetros dos Dispositivos</i>	92
4.2.2 - <i>Resultados da Simulação</i>	95
4.3 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	107
CAPÍTULO V.....	108
5. CONCLUSÕES E OBJETIVOS FUTUROS	108
5.1 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	110
APÊNDICE A.....	111
BIBLIOTECA DE MODELOS	111
A.1 - GERADORES DE SEQUÊNCIA DE BITS.....	111
A.1.1 - <i>Seqüência de Bits fornecida pelo Usuário (Sequence)</i>	112
A.1.2 - <i>Gerador de Seqüência de Bits Pseudoaleatória (Random)</i>	112
A.2 - GERADORES DE PULSO.....	113
A.2.1 - <i>Pulso RZ (RZ)</i>	114
A.2.2 - <i>Pulso NRZ (NRZ)</i>	115
A.2.3 - <i>Pulso Gaussiano (Gaussian_Pulse)</i>	115
A.2.4 - <i>Pulso Coseno (Cosine_Pulse)</i>	117
A.2.5 - <i>Pulso Coseno Levantado (Raised_Cosine_Pulse)</i>	117
A.2.6 - <i>Soliton (Soliton)</i>	118
A.3 - MODULADORES.....	119
A.3.1 - <i>Modulador de Corrente (Current_Modulator)</i>	120
A.3.2 - <i>Modulador de Amplitude (Amplitude_Modulator)</i>	121
A.3.3 - <i>Modulador de Freqüência (Frequency_Modulator)</i>	122
A.3.4 - <i>Modulador de Eletroabsorção (ElectroAbsortion_Modulator)</i>	123
A.3.5 - <i>Modulador de Fase (Phase_Modulator)</i>	125
A.3.6 - <i>Modulador Mach-Zehnder (Mach_Zehnder_Modulator)</i>	126
A.4 - FONTES ÓPTICAS.....	129
A.4.1 - <i>Laser CW (CW_Laser)</i>	130
A.4.2 - <i>Laser Delta (Delta_Laser)</i>	132
A.4.3 - <i>LED (Led)</i>	133
A.4.4 - <i>Laser DFB (DFB_Laser)</i>	134
A.5 - FILTROS	137

A.5.1 - Filtro de Bessel (<i>Bessel_Filter</i>)	138
A.5.2 - Filtro Butterworth (<i>Butterworth_Filter</i>)	138
A.5.3 - Filtro Gaussiano (<i>Gaussian_Filter</i>).....	141
A.5.4 - Filtro Trapezoidal (<i>Trapezoid_Filter</i>).....	142
A.5.5 - Filtro Retangular (<i>Rectangle_Filter</i>).....	143
A.5.6 - Filtro de Fabry-Perot (<i>Fabry_Perot_Filter</i>)	144
A.5.7 - Filtro de Bragg (<i>Fiber_Bragg_Grattng</i>)	146
A.5.8 - Filtro RC (<i>RC_Filter</i>)	148
A.5.9 - Filtro Coseno Levantado (<i>Raised_Cosine_Filter</i>)	148
A.5.10 - Filtro Coseno Roll-Off (<i>Roll_Off_Cosine_Filter</i>)	150
A.5.11 - Filtro Mach-Zenhder (<i>Mach_Zenhder_Filter</i>).....	151
A.6 - ACOPLADORES E DIVISORES	152
A.6.1 - Acoplador 3 dB (<i>3dB_Coupler</i>).....	152
A.6.2 - Acoplador Cruzado (<i>Cross_Coupler</i>)	154
A.6.3 - Divisores (<i>Splitters</i>)	155
A.7 - FIBRAS	156
A.7.1 - Modelamento da Fibra.....	162
A.8 - AMPLIFICADORES – EDFAS	164
A.8.1 - EDFA com Ganho Dependente do Espectro (<i>EDFA</i>).....	165
A.8.2 - EDFA (<i>EDFA_ODE</i>).....	167
A.9 - FOTODETECTORES.....	172
A.9.1 - PIN.....	174
A.9.2 - APD.....	176
A.10 - BIBLIOTECA WDM	178
A.10.1 - Multiplexadores (<i>Mux</i>).....	179
A.10.2 - Demultiplexadores (<i>Demux</i>)	180
A.10.3 - WDM Add e Drop	181
A.11 - FERRAMENTAS E MODELOS DE AUXÍLIO.....	184
A.11.1 - Atenuador (<i>Attenuator</i>).....	184
A.11.2 - Descarte de Dados (<i>Discard</i>).....	184
A.11.3 - Atraso (<i>Delay</i>).....	184
A.11.4 - Duplicador de Sinais (<i>Fork</i>)	186
A.11.5 - Conversor de Frequência (<i>Frequency_Converter</i>).....	186
A.11.6 - Anel (<i>Ring</i>).....	187
A.11.7 - Transformada de Fourier (<i>Fourier</i>)	187
A.11.8 - Somador (<i>Add</i>)	187
A.11.9 - Unindo Vetores (<i>To_Vector</i>)	188
A.11.10 - Compensador de Atrasos (<i>Delay_Compensation</i>).....	189

A.11.11 - Adicionador de Ruído (<i>Noise_Channel</i>).....	189
A.11.12 - Demodulador de Frequência (<i>Frequency_Demodulator</i>).....	190
A.11.13 - Demodulador de Fase (<i>Phase_Demodulator</i>).....	190
A.12 - VISUALIZADORES.....	191
A.12.1 - BER (<i>Bit Error Rate – Taxa de Erro de Bits</i>).....	191
A.12.2 - Diagrama de Olho (<i>Eye</i>).....	195
A.12.3 - Analisador de Filtros (<i>Filter_Analyzer</i>).....	197
A.12.4 - Gerador de Mensagens (<i>Message</i>).....	198
A.12.5 - Osciloscópio (<i>Oscilloscope</i>).....	198
A.12.6 - Plotador (<i>Plotter</i>).....	199
A.12.7 - Medidor de Potência (<i>Power_Meter</i>).....	200
A.12.8 - Analisador de Espectro (<i>Spectrum_Analyser</i>).....	200
A.12.9 - Estatística (<i>Statistic</i>).....	201
A.12.10 - Histograma (<i>Histogram</i>).....	202
A.13 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	203

CAPÍTULO I

1. INTRODUÇÃO

Nas últimas três décadas o campo das comunicações ópticas teve seu grande desenvolvimento, deixando de ser uma promessa futura para virar uma realidade, tornando-se uma alternativa viável e extremamente vantajosa, para a realização do transporte de informações, já que oferece uma banda larga de transmissão à altas taxas.

A utilização da luz com o objetivo de se estabelecer comunicação vem desde a antigüidade, inicialmente através de sinais de fumaça e fogo, passando no final do século XVIII, por sinalizações com bandeiras, lampiões e outros dispositivos. Em 1792, Claude Chappe, aperfeiçoou estas idéias transmitindo mecanicamente sinais codificados por aproximadamente 100 km, utilizando estações repetidoras. A taxa de transmissão era menor que 1 b/s. Com o surgimento do telégrafo em 1830, que era basicamente um sistema de transmissão digital com dois pulsos elétricos de diferente duração, utilizou-se a eletricidade, dando assim início a era das comunicações elétricas, aumentando para aproximadamente 1000 km os enlaces e para 10 b/s a taxa de transmissão. Com a invenção do telefone em 1876, houve um aumento considerável na taxa de transmissão. Os sinais elétricos começaram a ser transmitidos analogicamente, através da variação contínua da corrente elétrica.

Na década de 40 surgiram os primeiros sistemas utilizando cabo coaxial como meio de transmissão. Em 1948, entrou em operação o primeiro sistema de transmissão por microondas. Estes dois sistemas operam nos dias de hoje com taxas usuais de 100 Mb/s. A partir da segunda metade deste século percebeu-se que um aumento significativo do produto taxa de transmissão pela distância somente seria possível com o desenvolvimento de sistemas ópticos como meio de transmissão.

O princípio básico de reflexão interna, responsável pelo guiamento da luz em uma fibra óptica^[1], já era conhecido no século passado. As primeiras fibras foram desenvolvidas ainda na década de 20, mas somente nos anos 50, com o uso de uma camada externa sobreposta ao núcleo (a casca) é que o campo das comunicações ópticas começou a desenvolver-se mais rapidamente. O

principal problema na década de 50 era a falta de uma fonte óptica coerente bem como de um meio de transmissão viável. A invenção do laser e sua demonstração em 1960, foi uma solução a um destes problemas. Durante a década de 60, o meio de transmissão continuava a ser o principal problema que inviabilizava a utilização de um sistema óptico, devido as elevadas perdas que ocorriam no meio (1000 dB/km). A situação começou a mudar em 1970, quando as perdas em fibras de sílica foram reduzidas a aproximadamente 20 dB/km. Aperfeiçoamentos nas técnicas de fabricação resultaram em 1979 em uma melhoria considerável na atenuação causada pela fibra, que foi reduzida para 0.2 dB/km na janela óptica de 1.55 μm . A viabilidade simultânea de uma fonte óptica compacta e de uma fibra com baixa perda tornaram viáveis os sistemas de comunicação por fibras ópticas.

Com a constatação de que os sistemas ópticos eram viáveis e vantajosos, houve um grande empenho da comunidade científica no desenvolvimento e aperfeiçoamento dos dispositivos hoje utilizados nos enlaces ópticos, com o intuito de otimizar a capacidade de transmissão bem como as distâncias cobertas pelos enlaces. Os LEDs na faixa de luz visível foram substituídos por lasers DFB (*Distributed Feedback*); as fibras multimodo pelas fibras monomodo com dispersão deslocada; os AFDEs ou EDFAs* (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers* – amplificadores a fibra dopada com érbio) substituíram os sistemas regeneradores possibilitando a utilização de sistemas WDM (*Wavelength-Division Multiplexing* – multiplexação por divisão de comprimento de onda); foram incrementadas as pesquisas sobre pulsos curtos, solitons, que não se dispersam ao propagarem-se, mesmo em grandes distâncias.

Em um sistema de comunicações ópticas cada dispositivo do sistema introduz alterações no sinal que acabam por interferir em seu desempenho. Tais alterações aparecem na forma de distorções causadas pelas fibras, ruídos gerados pelos dispositivos, efeitos não lineares dos lasers entre outros. Estes problemas tornam difíceis as análises utilizando técnicas totalmente analíticas. A alternativa é o uso de simulação computacional. Esta simulação pode ser feita através do uso de um simulador de sistemas ópticos, que nada mais é do que a união de técnicas de simulação^[1] com técnicas de modelamento de dispositivos. O conjunto destas técnicas e o estudo de seu desenvolvimento denomina-se CAMAD (*Computer-Aided Modeling, Analysis and Design*). No caso de sistemas ópticos, utiliza-se uma abordagem semi-analítica para a simulação dos dispositivos.

Isto é necessário para que o tempo de simulação dos sistemas seja viável, já que as probabilidades de erro para sistemas digitais de alta capacidade são inferiores a 10^{-10} .

Dentre os dispositivos desenvolvidos nos últimos anos, talvez o que mais se destaque seja o amplificador óptico a fibra dopada. Com o surgimento destes amplificadores no final dos anos 80, início dos anos 90, tornou-se possível a implementação dos sistemas WDM, deixando os sistemas ópticos transparentes e independentes da taxa de bits de transmissão. Antes do advento dos EDFAs, sistemas WDM eram inviáveis devido ao elevado custo de sua implementação, já que nos enlaces ópticos utilizavam-se sistemas regeneradores para amplificar o sinal, que na verdade, como o próprio nome já diz, ocorria uma regeneração do sinal. Assim, se estivesse sendo implantado um sistema WDM de 16 canais, por exemplo, seriam necessários 16 sistemas regeneradores, cada um operando em um comprimento de onda. Com um sistema como esse sendo utilizado em grandes enlaces, 1000 km, por exemplo, com intervalo de 100 km para cada sistema regenerador, seriam necessários 160 sistemas regeneradores, contra apenas 10 amplificadores ópticos.

Este trabalho dedica-se ao desenvolvimento de modelos de dispositivos ópticos para o SimNT, um simulador de sistemas ópticos. Em especial, realiza-se o modelamento de EDFAs, que promoveram uma mudança na arquitetura dos sistemas na última década, gerando avanços significativos.

O Capítulo 2 será dedicado ao SimNT, programa para o qual foram desenvolvidos os modelos que serão apresentados. Será feito um breve histórico e um relato superficial das suas principais características.

No Capítulo 3 será apresentado o modelamento do EDFA. Inicialmente será feita uma introdução teórica para posteriormente demonstrar-se seu modelamento matemático. Será também apresentada a implementação deste modelamento no SimNT. Serão apresentados os dois modelos desenvolvidos e junto com a exposição do primeiro modelo será demonstrado como desenvolver um modelo para o SimNT a partir de um modelamento matemático de um dispositivo qualquer.

No Capítulo 4 serão feitas algumas simulações de sistemas ópticos utilizando-se os modelos do EDFA e outros modelos que foram desenvolvidos e que fazem parte da biblioteca de modelos do SimNT, como pode ser observado no Apêndice A. Os comentários finais e objetivos futuros estão

* Como na literatura normalmente encontra-se a sigla EDFA para designar os amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio, ao invés de AFDE, a partir deste ponto será esta a nomenclatura utilizada.

no Capítulo 5. No Apêndice A são apresentados todos os modelos que foram desenvolvidos para a biblioteca do SimNT pelo grupo de enlaces ópticos.

1.1 - Referências Bibliográficas

- [1] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", John Wiley & Sons, segunda edição, EUA, Califórnia, 1997.
- [2] D. G. Duff, "Computer-Aided Design of Digital Lightwave Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol. 2, n^o 1, pp 171-185, janeiro 1984.

CAPÍTULO II

2. SIMNT

O SimNT^[1], é um aplicativo para desenvolvimento e análise de dispositivos e sistemas de comunicação em geral, priorizando sistemas ópticos, e surgiu da necessidade de se ter à disposição um aplicativo para o sistema operacional Windows NT, que permitisse a simulação de sistemas de comunicações ópticas e fornecesse recursos para o desenvolvimento de novos modelos de dispositivos, interpretando um sistema de comunicação como um conjunto de blocos interligados, os quais representariam dispositivos e métodos numéricos.

Inicialmente o objetivo era integrar as atividades paralelas do Grupo de Enlaces Ópticos. A primeira versão do programa (0.1 – 1993) atendia a este objetivo e era constituída de um interpretador de arquivos que definiam a topologia e os parâmetros do sistema a ser simulado. A segunda versão (0.2 – 1995) introduziu o SCL (*SimNT Command Language*) onde o usuário fornecia comandos diretamente ao programa através de uma interface em modo caractere^[1]. A terceira versão, 1997, adicionou importantes recursos ao programa, dentre os quais uma interface gráfica amigável e modelos de dispositivos implementados como bibliotecas de ligação dinâmica^[2].

O SimNT foi desenvolvido em linguagem de programação C++^[3] e utiliza a técnica de simulação *data-driven*, similar a técnica DDF (*Dynamic Data Flow*). Também utiliza os recursos da API (*Application Program Interface*) de 32 bits do ambiente WIN32, fazendo uso de técnicas recentes de simulação, como: interface gráfica; topologia aberta; modelos implementados como bibliotecas de ligação dinâmica; biblioteca de modelos expansível; ordenação e execução automáticas e assistente para desenvolvimento de modelos.

O desenvolvimento do SimNT foi feito na linguagem C++, mas a utilização do simulador dispensa o conhecimento de qualquer linguagem de programação. Um conhecimento básico de C++ se faz necessário para o desenvolvimento de novos modelos, a fim de se trabalhar adequadamente com o recebimento de parâmetros e propriedades.

O simulador pode ser dividido em três partes: kernel do programa, interface gráfica e modelos de dispositivos.

2.1 - Kernel

É responsável pelo gerenciamento, ordenação e execução do processo de simulação. Inicialmente o programa define uma ordem de execução dos blocos e em seguida os executa.

O algoritmo de ordenação separa os blocos em grupos, cada grupo com blocos que podem ser executados simultaneamente, gerando uma matriz onde cada linha é um grupo e cada coluna um bloco. Em seguida gera-se uma matriz para cada bloco, de modo a relacionar os seus blocos dependentes. A divisão dos blocos em grupos é baseada em um critério muito simples, onde blocos sem entradas estão no primeiro grupo, blocos conectados exclusivamente ao primeiro grupo estão no segundo e assim sucessivamente.

O algoritmo de execução deixa inicialmente todos os blocos com estado interno *INIT* e em seguida os executa conforme a ordenação. Após a execução do bloco este retorna a condição de estado, sendo que a simulação só termina quando todos os blocos retornarem um estado *DEAD* ou *STOP*.

As condições de estado que podem ser geradas são:

- **DEAD:** o bloco não será mais executado;
- **STOP:** o bloco ainda pode ser executado;
- **AGAIN:** o bloco deverá ser executado;
- **BREAK:** interrompe a simulação;
- **PROBLEM:** erro, interrompe a simulação.

Inicialmente é gerada a primeira ordem de execução, onde todos os blocos serão executados, caso todos os blocos retornem *DEAD* e *STOP* a simulação termina. Caso algum bloco retorne *AGAIN*, seu grupo de dependentes é adicionado a próxima lista de blocos a serem executados. As condições *BREAK* e *PROBLEM* finalizam a simulação imediatamente. Este processo continua enquanto todos os blocos não retornarem apenas condições de estado *DEAD* e *STOP*. Observe que a cada avaliação das condições de estado dos blocos o sistema reordena a simulação. Quando o processo termina, uma função de finalização é chamada em cada bloco.

2.2 - Interface Gráfica

Tem a função de deixar mais amigável a interação entre o usuário e o simulador. A interface é do tipo MDI (*Multiple-Document Interface*) permitindo que o usuário tenha a sua disposição vários tipos de janela, integradas no mesmo ambiente. Os recursos disponibilizados na interface gráfica permitem ao usuário desenhar a topologia do sistema, adicionando os diversos blocos, que representam os modelos, alterar os parâmetros locais e globais do sistema além de poder visualizar os resultados numericamente e através de gráficos.

A Figura 1 mostra esta interface gráfica do SimNT com um modelo de simulação de um sistema óptico.

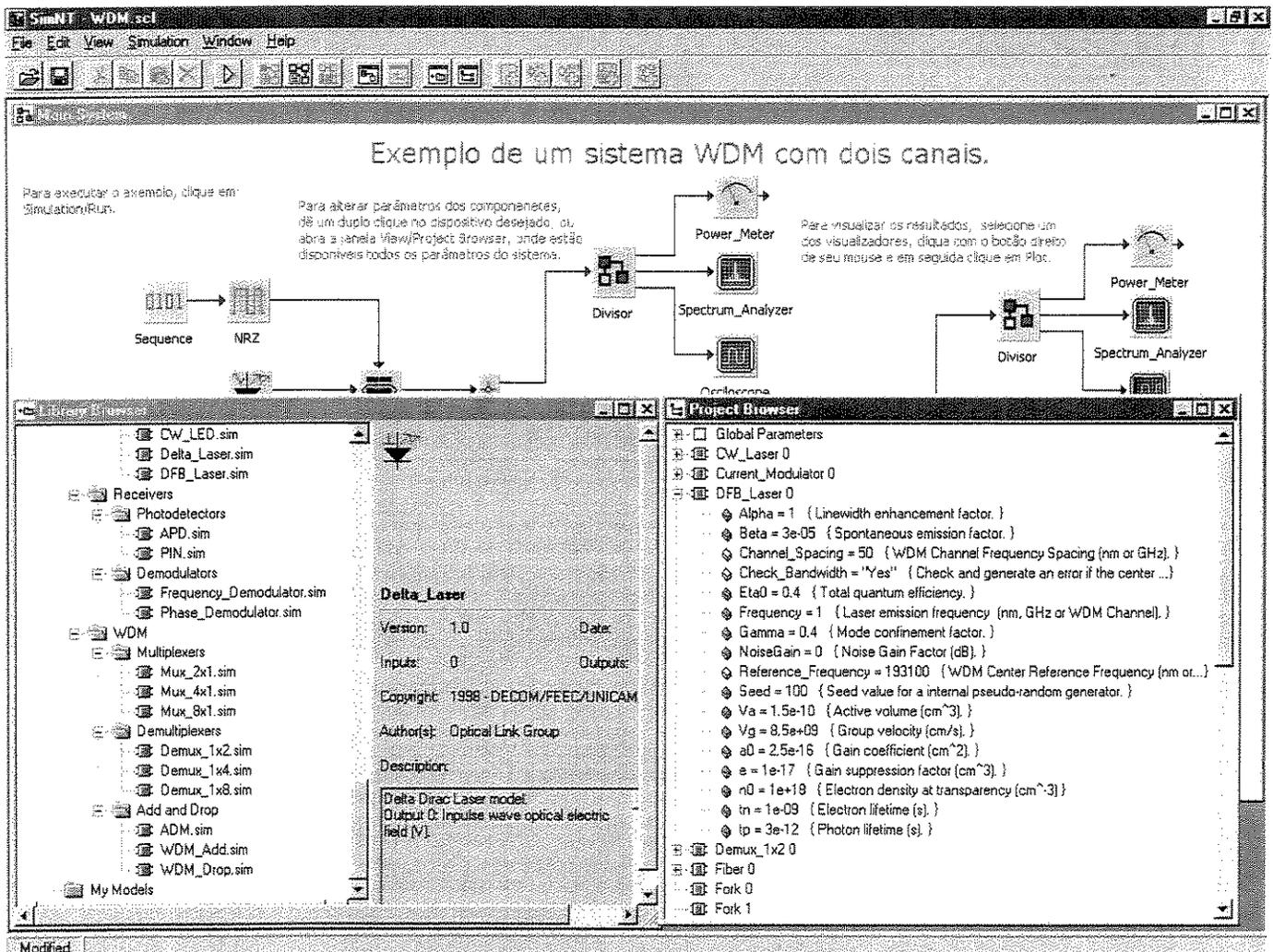


Figura 1 – Interface Gráfica do SimNT.

SimNT

Três dispositivos caracterizam esta interface, o *Library Browser*, o *Project Browser* e o *Subsystem*.

Library Browser

É uma estrutura de diretórios onde estão localizados todos os modelos pertencentes a biblioteca do SimNT. O usuário também pode adicionar a árvore de diretórios onde estão seus modelos. O desenvolvimento deste dispositivo se deu pela necessidade encontrada pelos usuários para ter um acesso mais fácil e rápido aos modelos da biblioteca. Existe outra forma de inserir um bloco, que é através do ícone *Insert Block*, disponível na barra de ferramentas do simulador.

Na Figura 2, pode ser visualizado este dispositivo.

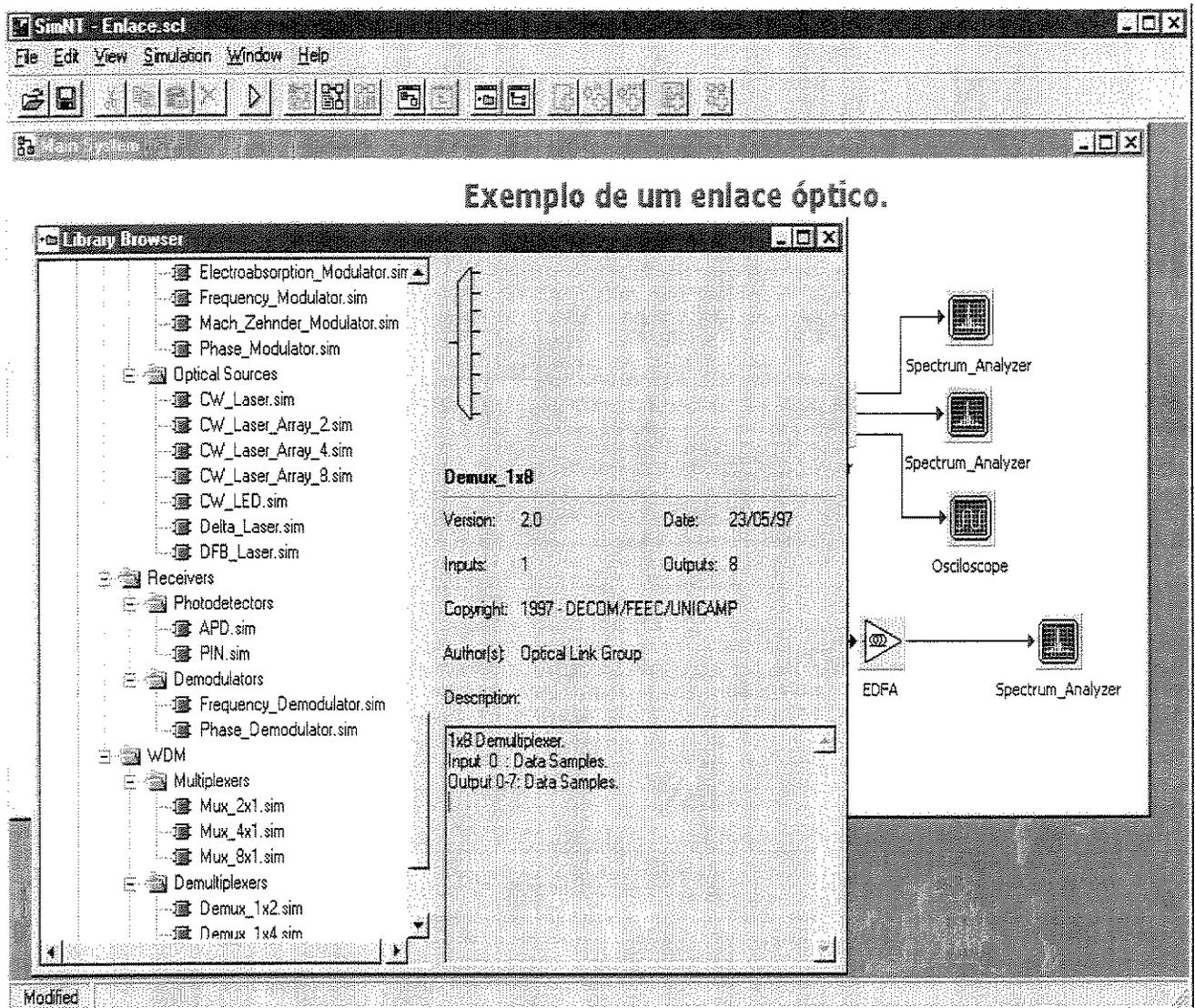


Figura 2 – Figura apresentando o dispositivo *Library Browser*.

Project Browser

Uma janela gráfica onde podem ser visualizados todos os parâmetros dos componentes que estão sendo utilizados no sistema, sendo que também podem ser visualizados os parâmetros globais do sistema. Esta janela é extremamente útil pois pode-se obter um acesso direto aos parâmetros locais e globais dos dispositivos. Outra forma de acessar os parâmetros é através de um clique duplo em cima do dispositivo desejado.

Na Figura 3, pode ser visualizada a janela gráfica deste dispositivo.

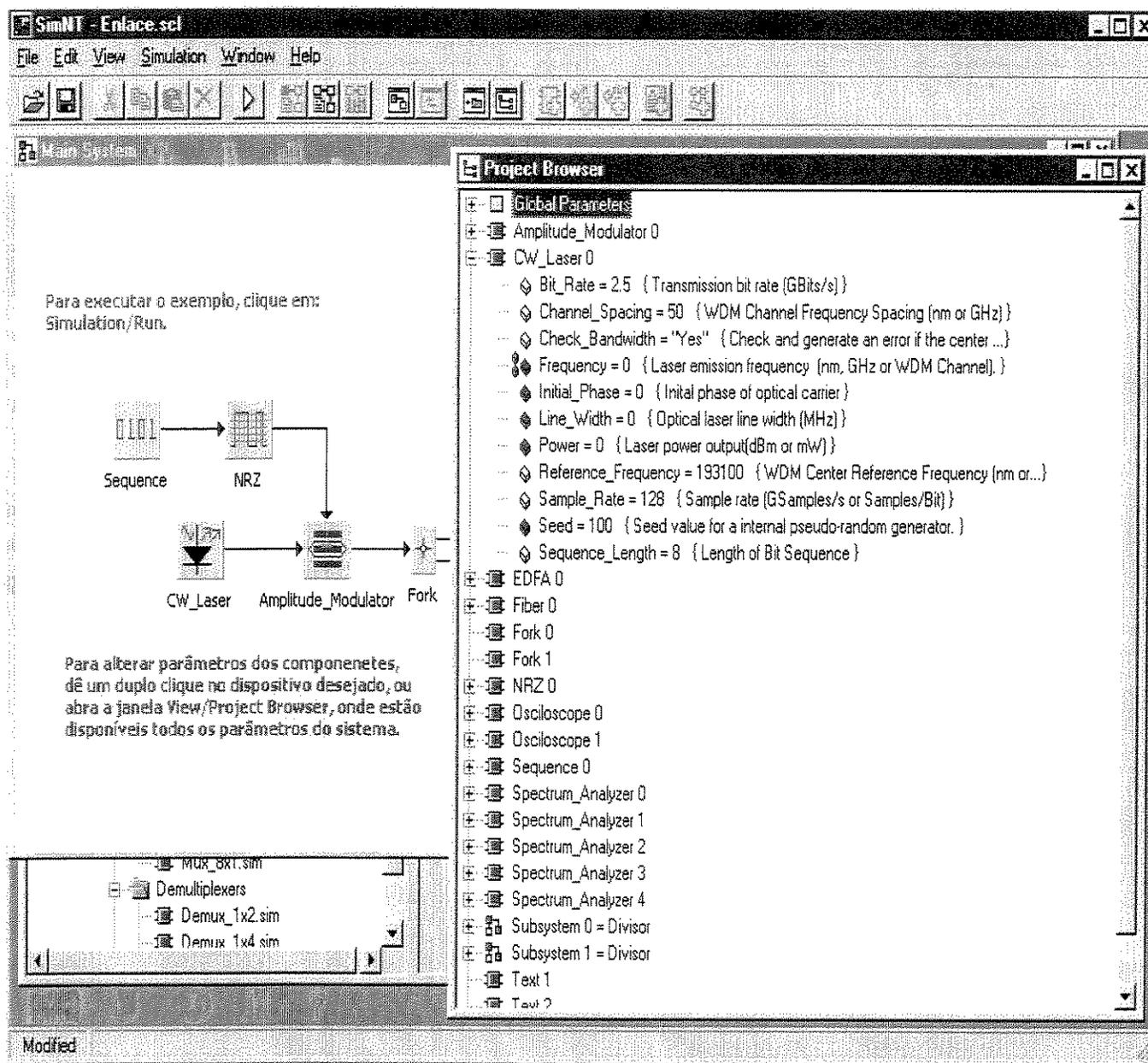


Figura 3 – Figura apresentando a janela gráfica do *Project Browser*.

O componente maximizado na Figura 3 foi o laser CW. Esta janela diferencia os parâmetros locais (como *Power*) dos globais (como *Bit_Rate*) e também cria um ícone diferenciado para o parâmetro que for variável com o número de simulações (*Frequency*).

Se um duplo clique for dado em qualquer um desses parâmetros do modelo será aberta uma janela como a que pode ser visualizada na Figura 4, sendo que esta é a janela de edição do parâmetro *Frequency*.

Se em vez de ser dado um duplo clique no parâmetro da janela *Project Browser*, for dado diretamente no ícone do modelo na janela de topologia, será aberta uma outra janela, que pode ser visualizada na Figura 5.

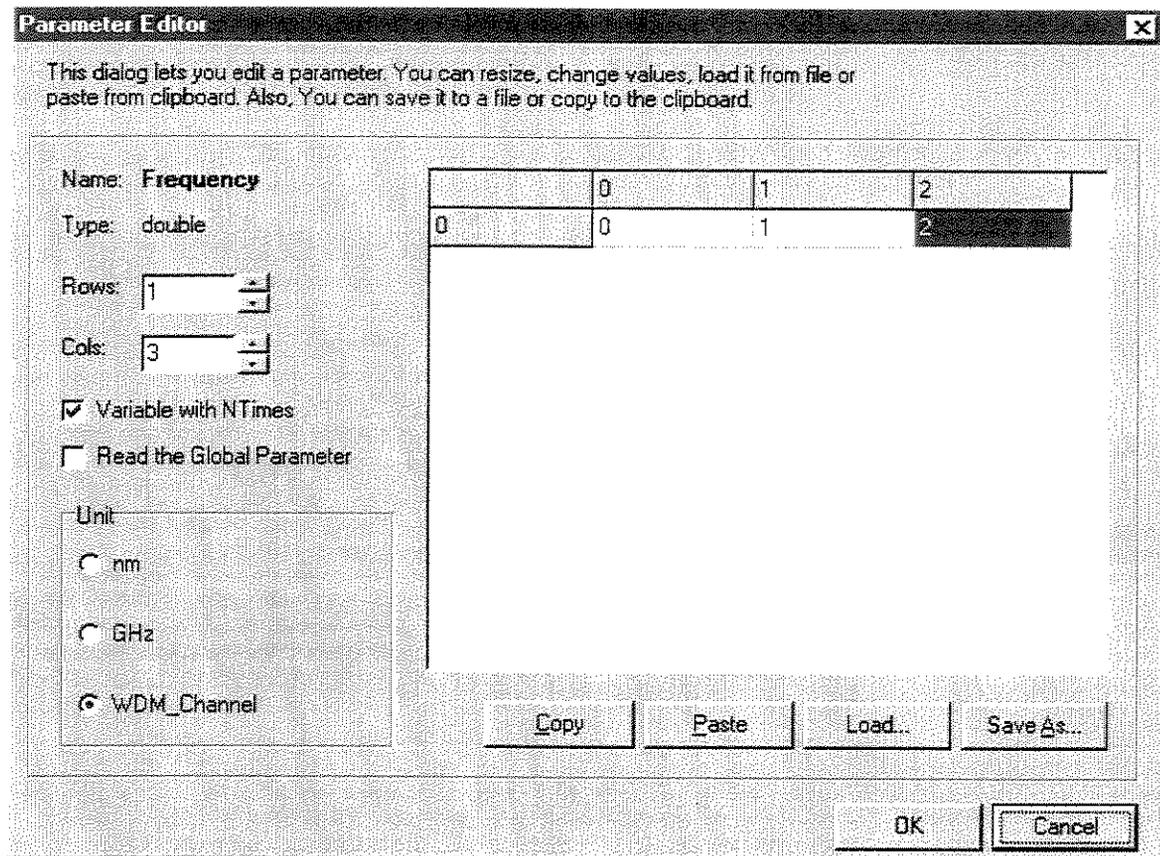


Figura 4 – Janela gráfica para alteração do parâmetro *Frequency*.

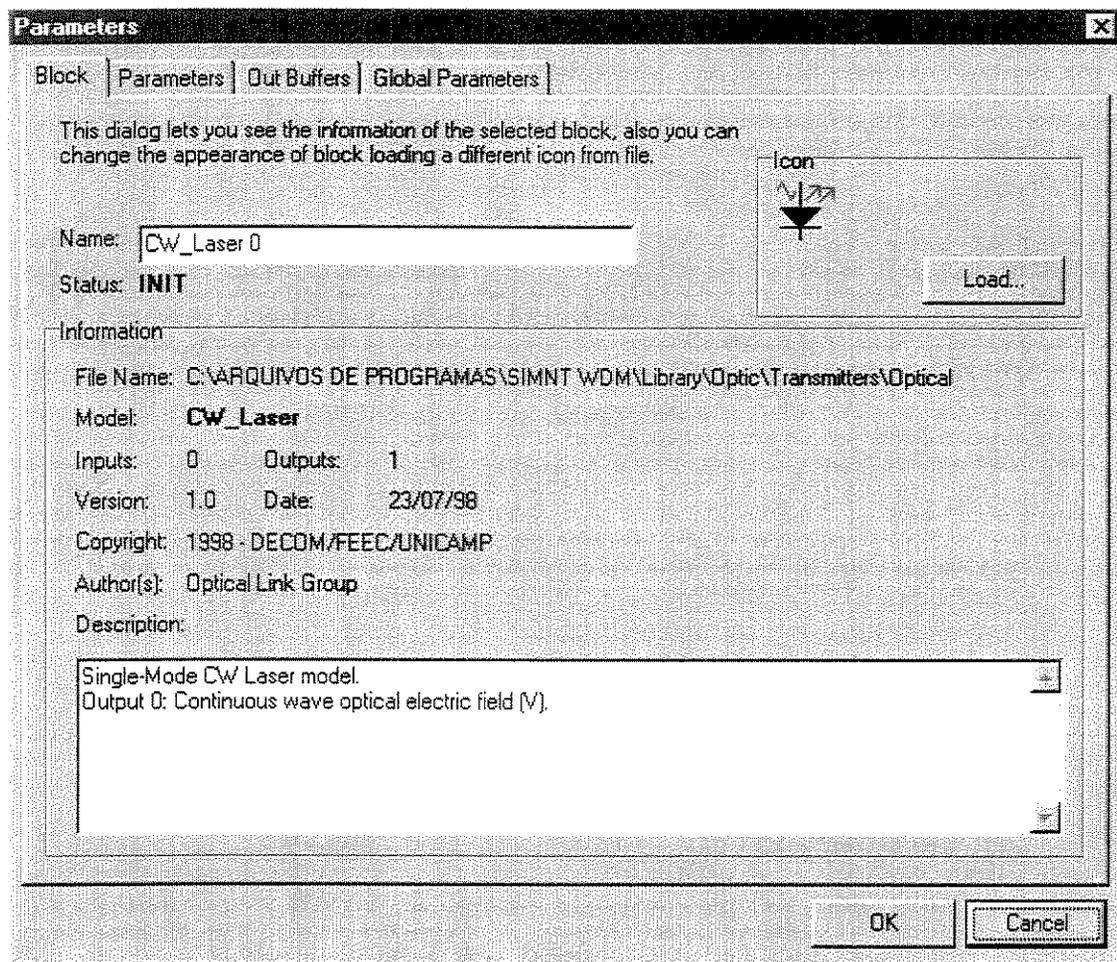


Figura 5 – Janela aberta quando é dado um duplo clique no ícone de um dispositivo.

Nesta janela quatro menus são apresentados:

- **Block:** dados do modelo como descrição, nome, autores, nome do arquivo, data de criação entre outros. Estes dados não podem ser alterados, preservando-se assim os direitos autorais. O usuário pode alterar o ícone deste modelo através da opção *Load*;
- **Parameters:** é apresentada a lista de parâmetros do modelo, com a descrição de cada parâmetro, como pode ser visualizado na Figura 6. Estes dados podem ser editados pelo usuário;

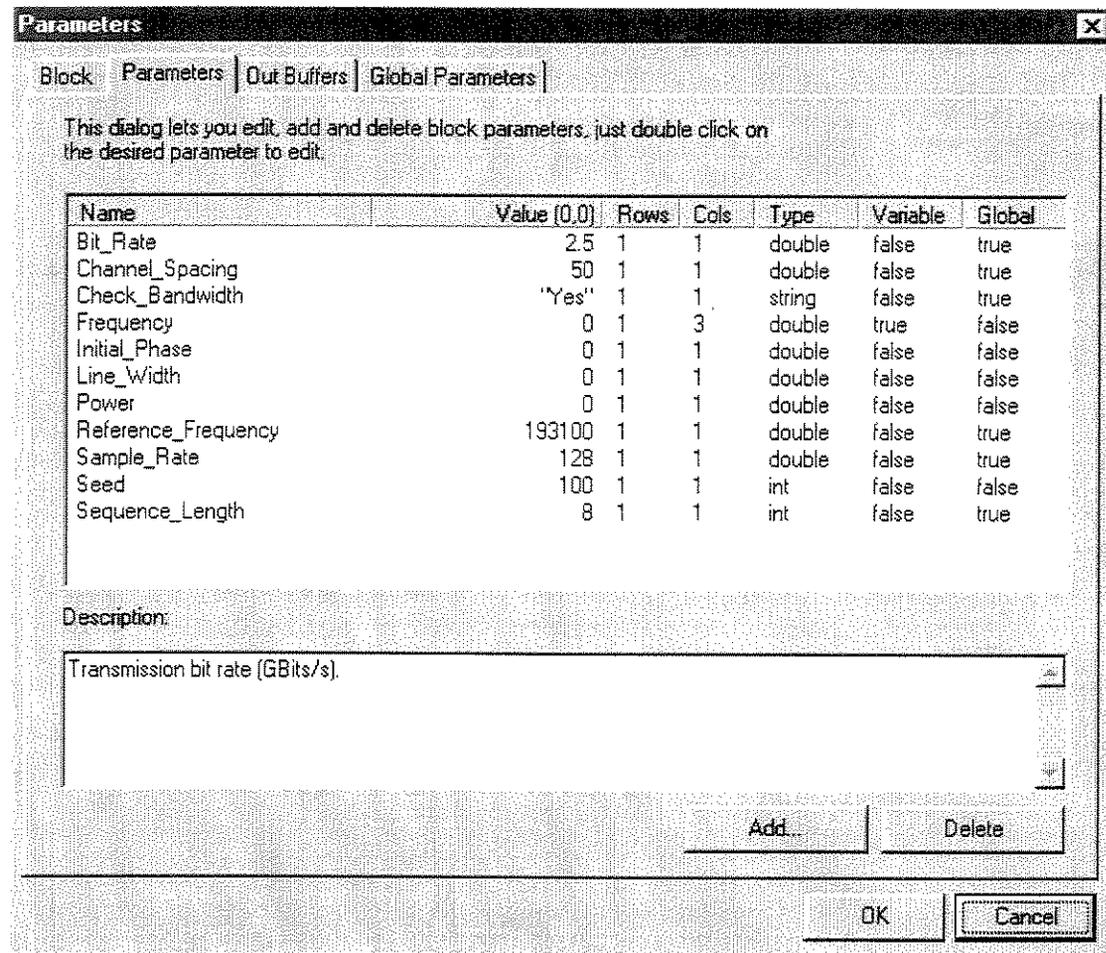


Figura 6 – Parâmetros locais e globais do modelo.

- **Out Buffers:** são os dados que estão disponibilizados na saída do modelo. Estes dados somente serão apresentados nesta janela quando a saída do bloco em questão não estiver conectada a nenhum outro bloco, isto é, quando estiver desconectada. Existem dois submenus, um apresenta as propriedades que este bloco passará ao próximo bloco, *Properties*, e o outro apresenta os dados que serão disponibilizados na saída do bloco, *Data*, como podem ser observados nas Figura 7 e Figura 8, respectivamente;

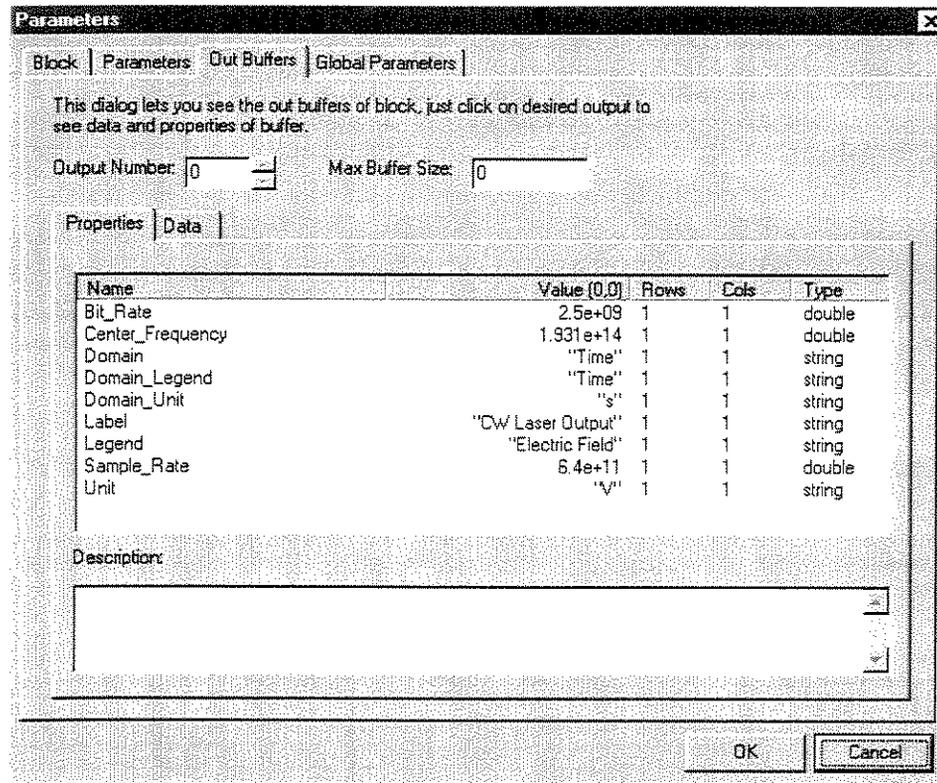


Figura 7 – Propriedades que serão passadas para o próximo bloco.

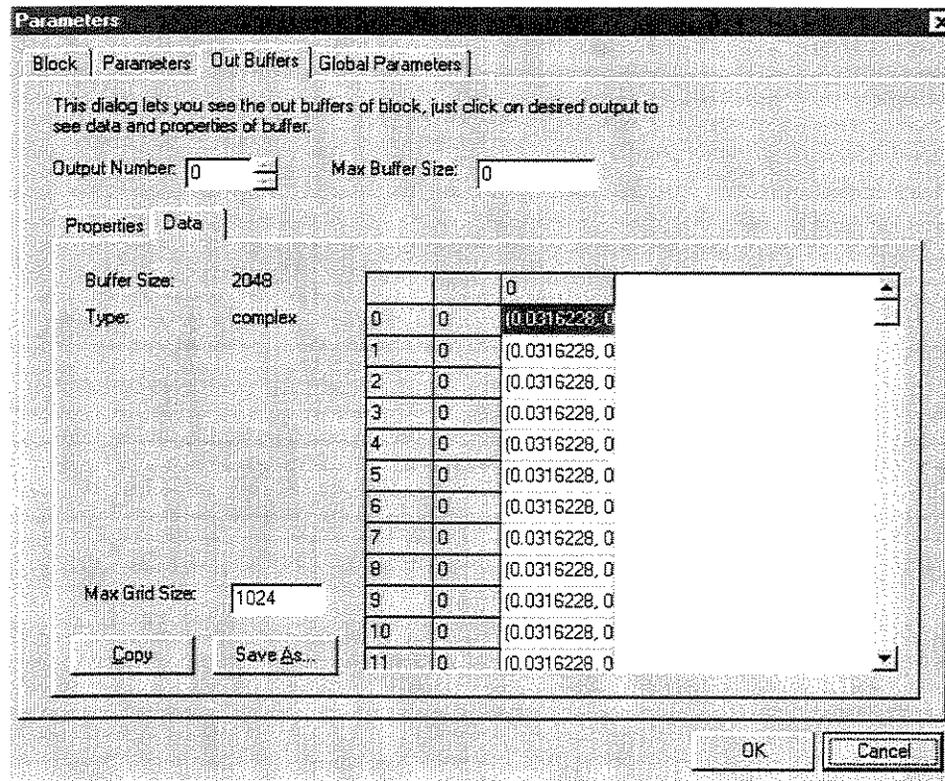


Figura 8 – Dados disponibilizados na saída do Laser.

- **Global Parameters:** são apresentados todos os parâmetros globais que foram gerados pelo sistema que está sendo simulado.

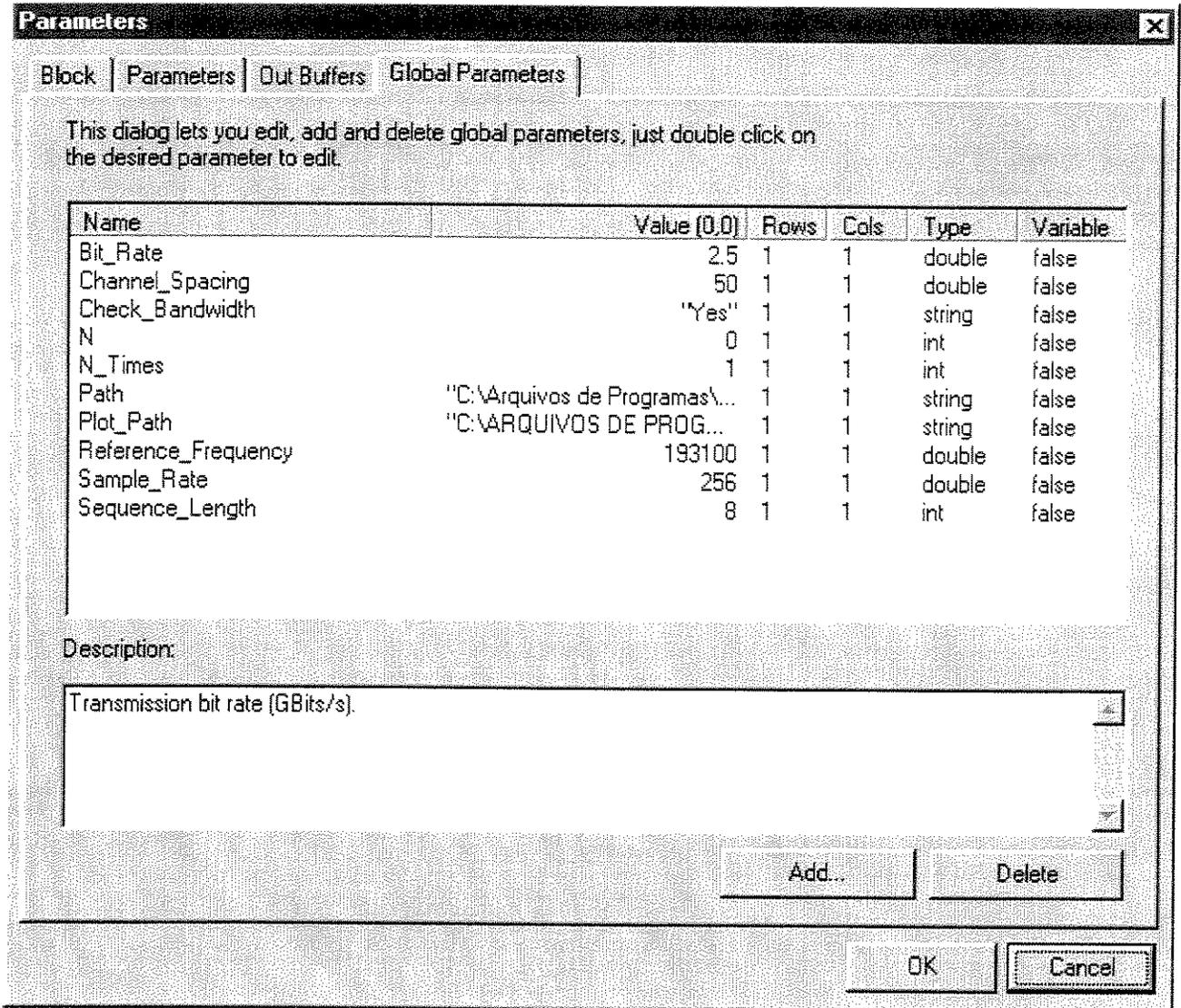


Figura 9 – Parâmetros globais do sistema.

Subsystem

O SimNT suporta definição hierárquica de blocos, ou seja, novos blocos podem ser definidos a partir dos já existentes, criando-se dessa forma subsistemas que utilizam os modelos disponíveis na biblioteca de modelos.

Na Figura 10, foi criado um subsistema denominado de *Divisor*, onde cópias do sinal recebido na entrada são gerados nas três saídas. Este subsistema criado foi somente para exemplificar o uso deste dispositivo, uma vez que existe na biblioteca do SimNT um componente

SimNT

que faz isso (*Fork_1x3*). Deve-se observar que, para o *kernel* do simulador, é como se na janela de topologia estivessem os dois divisores em cascata, isto é, para o *kernel*, não existem subsistemas, somente a interface gráfica é que representa isso.

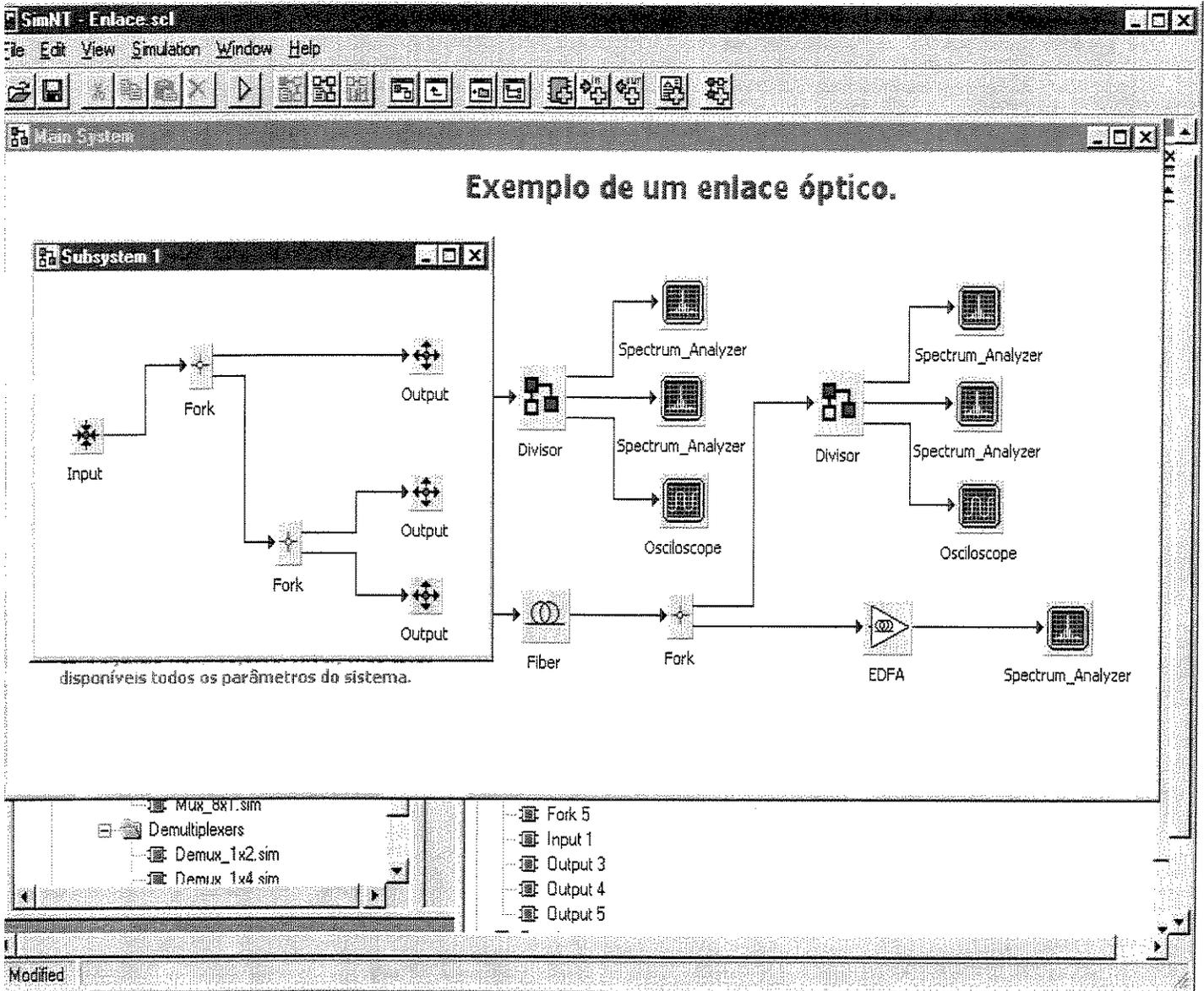


Figura 10 – Subsistema criado para divisão do sinal recebido.

Na Figura 11 podem ser observados alguns resultados de uma simulação. Para visualizar estes resultados foi utilizado o dispositivo *Plotter*, no domínio do tempo e da frequência. Existem outros dispositivos que podem ser utilizados para visualizar e gerara resultados, como analisador de espectros, osciloscópio, medidor de potência, diagrama de olho, entre outros.

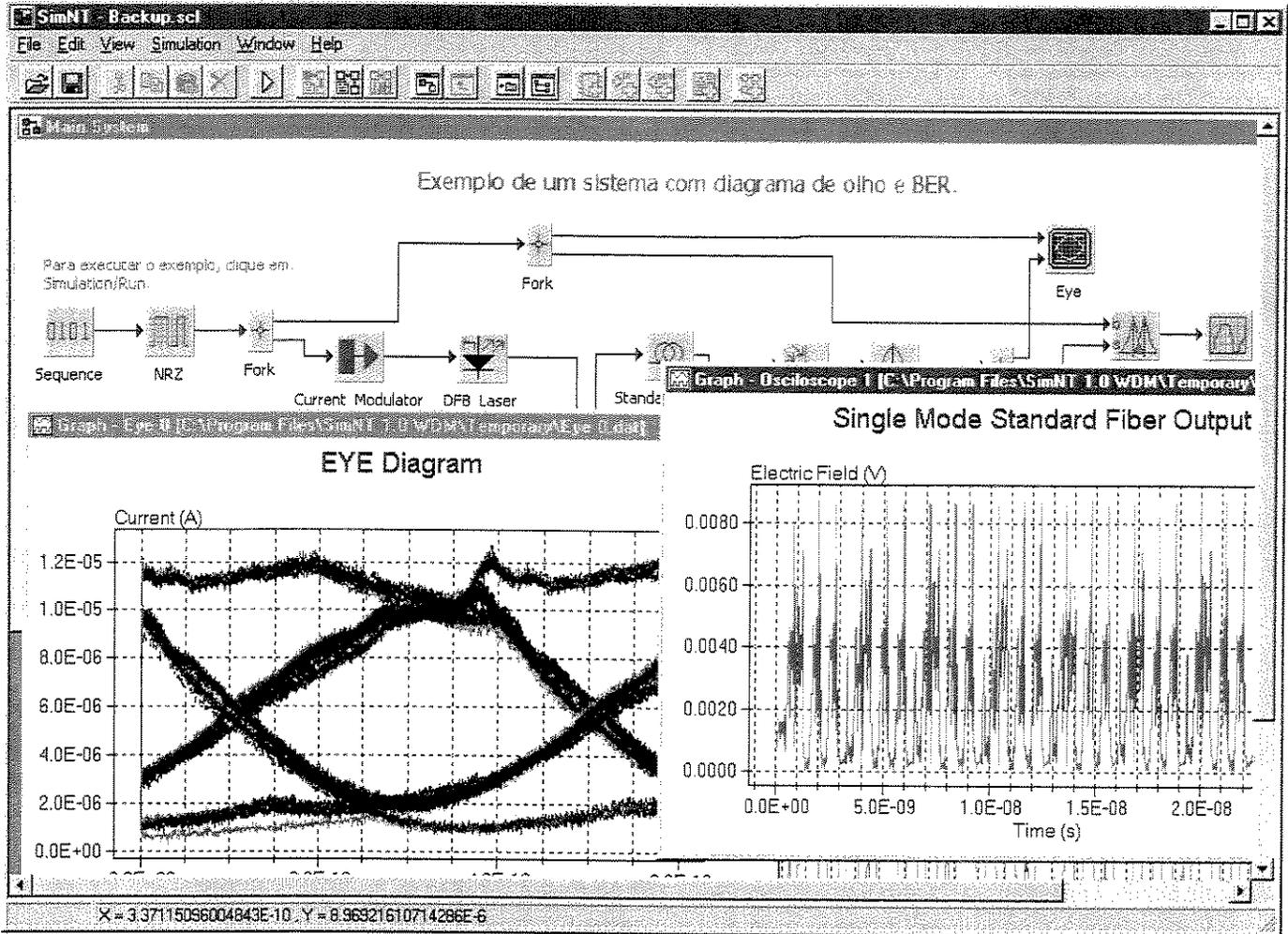


Figura 11 – Resultados da simulação.

2.3 - Modelos de Dispositivos

O desenvolvimento de um modelo de dispositivo é realizado utilizando-se as constantes e funções dos recursos de programação do SimNT^[1]. O SimNT faz uso de bibliotecas de ligação dinâmica (DLLs). O programa carrega os modelos para a memória do sistema operacional dinamicamente, enquanto o usuário define a topologia de um sistema a ser simulado. Utilizando DLLs, o desenvolvimento de um novo modelo não necessita a recompilação do código da biblioteca de modelos, e uma nova ligação com o programa principal. Durante a definição da topologia de um sistema, o usuário apenas fornece o nome e localização da DLL e a biblioteca de modelos do *SimNT*

carrega o modelo para a memória em tempo de execução, pois uma DLL nada mais é do que um arquivo com código executável.

Quando fala-se em projetar um modelo para a biblioteca de modelos do SimNT, está se referindo a determinar quais os dados e propriedades que serão recebidas e enviadas pelo modelo, além dos parâmetros locais e globais que o modelo necessitará para a simulação.

Para facilitar o desenvolvimento de modelos no SimNT, foi desenvolvido um assistente de modelos que cria um arquivo com todos os parâmetros e propriedades que o usuário necessitar. No Capítulo 3, será demonstrado como foi realizado o modelamento do EDFA utilizando-se o assistente de modelos *Wizard*.

2.4 - Biblioteca de Modelos do SimNT

A capacidade de simulação de sistemas ópticos no SimNT esta limitada a biblioteca de modelos disponibilizados. Apesar do SimNT oferecer a opção do usuário desenvolver seus próprios modelos, o objetivo é fornecer o maior número possível de modelos de dispositivos ópticos encontrados comercialmente, bem como de ferramentas que auxiliem na análise e visualização dos resultados fornecidos pelo simulador e que dessa forma venham facilitar ao máximo a utilização do programa.

A biblioteca disponível hoje possui mais de 80 modelos, dentro os quais, lasers, acopladores, multiplexadores, demultiplexadores, filtros, geradores de pulsos, fibras, fotodetectores, visualizadores, amplificadores, moduladores entre outros. A descrição destes modelos pode ser vista no Apêndice A.

2.5 - Referências Bibliográficas

- [1] J. Klein, “SimNT – Uma Ferramenta para a Simulação de Sistemas de Comunicação”, Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, UNICAMP. Orientador: Prof. Dr. Leonardo de Souza Mendes, Agosto 1995.
- [2] J. Klein, L. S. Mendes, M. R. N. Ribeiro, H. Waldman, M. L. Bottoli, “SimNT: A Communication System Simulation Enviroment”, CAMAD, agosto 98, pp 97, São Paulo, Brasil.
- [3] Stroustrup, B., “The C++ Programing Language”, Addison-Wesley, 1995.

CAPÍTULO III

3. EDFA (*ERBIUM-DOPED FIBER AMPLIFIERS*)

As primeiras análises de amplificadores à fibra dopada com terras raras datam da década de 60, sendo que a primeira demonstração deste tipo de dispositivo ocorreu em 1964^[1]. Nos anos 80 foram aprofundados os estudos e surgiram os primeiros lasers e amplificadores dopados com érbio. Os aspectos essenciais da análise teórica dos amplificadores a fibra dopada com érbio, EDFAs (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers*), foram completados no final de 1990.

Os EDFAs são importantes para redes de fibra pois são uma alternativa ao uso dos amplificadores semicondutores. Os sistemas de fibras ópticas utilizavam repetidores regenerativos para amplificar o sinal. Quando o comprimento de um enlace excede os limites passivos práticos, estes repetidores regenerativos detectam o sinal e o transmitem através de um laser, restabelecendo o nível do sinal bem como sua fidelidade. Mesmo satisfatoriamente, sistemas regeneradores são muito caros e uma vez instalados limitam muito a capacidade do enlace. Quando os EDFAs são utilizados, estes sistemas amplificados tornam-se transparentes e independem da taxa de bits. As principais vantagens da substituição dos repetidores regenerativos por amplificadores ópticos são: uma maior banda de amplificação (maior que 30 nm. Hoje, já existem resultados experimentais de amplificadores com banda superior a 70 nm, os quais são denominados de amplificadores de banda estendida^[2]); possibilidade para operações com múltiplos comprimentos de onda^[3] em sistemas WDM; ganho elevado (maior que 30 dB); baixo valor de figura de ruído (3 a 5 dB); alta potência de saturação (maior que 10 mW); insensibilidade a polarização; sistemas amplificados usando WDM logo serão utilizados como um modo de roteamento de informações, eliminando a necessidade dos demultiplexadores e multiplexadores de alta velocidade em cada nó óptico^[4]. A desvantagem desta troca é que o amplificador óptico não regenera o sinal, continuando a existir o limitante da dispersão. O EDFA pode ser utilizado como amplificador de potência para aumentar o nível do sinal do transmissor, como pré-amplificador para aumentar a sensibilidade na recepção ou como repetidor para amplificar o sinal já atenuado ao longo do enlace óptico.

Um dos problemas que ocorrem em amplificadores multicanais é a interferência intersimbólica (*crosstalk*), devido a saturação de ganho introduzida pelos sinais em canais vizinhos. Outra fonte de *crosstalk* vem da distorção de intermodulação ou *four-wave mixing*. Para sistemas ópticos de alta velocidade (> 2 Gb/s), o efeito do *crosstalk* pode ser desprezado^{[1][5][6]}. Segundo Desurvire^[1], os EDFAs possuem um ganho dinâmico muito lento, isto é, a saturação característica e tempo de recuperação estão, em condições típicas de operação, na faixa de 100 μ s a 1ms. Como resultado, os EDFAs são intrinsecamente imunes ao efeito do *crosstalk* para altas taxa de dados, sendo este então, desprezado nos modelamentos que serão apresentados. Este tempo de vida elevado (10 ms) dos íons no nível metaestável ocasiona variações lentas de densidade, o que significa dizer que variações significativas no valor do ganho não ocorrem durante a transição de bits (para taxas elevadas de transmissão). Deste modo, o ganho saturado do EDFA é dependente apenas do valor médio da potência óptica de entrada.

Na literatura científica disponível existem vários modelamentos para os amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio, sendo que alguns modelos tratam a representação das características de ganho e emissão espontânea com maior exatidão^{[3][6]-[9]}. Outros modelamentos preferem adotar uma abordagem que representa o comportamento de um ponto de vista sistêmico, desprezando a análise do comportamento interno do amplificador^[10]. Este modelo é válido somente para sistemas com apenas um canal, o que não é o nosso caso. Existem também os modelos analíticos que normalmente são baseados em hipóteses simplificadoras, tornando o modelo limitado^{[1][11][12]}.

Os modelos mais realísticos são os numéricos^{[1][3][6]}. Esses modelos, solucionam numericamente as equações de taxa do amplificador, que representam seu comportamento a partir da inter-relação dinâmica entre elétrons e fótons na fibra dopada. Nesse tipo de modelamento, alguns parâmetros do amplificador devem ser conhecidos, tais como as seções eficazes de emissão e absorção, concentração de dopagem, geometria da fibra, entre outros. Estes parâmetros nem sempre são de fácil obtenção. Por esse motivo, decidiu-se desenvolver dois modelos de EDFA para o SimNT, um simplificado, baseado na curva de ganho do amplificador^{[8][9][13]}, e outro numérico^[3]. Um terceiro modelo, também numérico^{[1][6]}, para modelamento dinâmico do ganho transiente com resolução pelo método das diferenças finitas foi desenvolvido mas não apresentou-se computacionalmente eficiente, o que inviabiliza seu uso em simulações de redes ópticas. Além dos

modelamentos apresentados acima, existem ainda uma grande quantidade de modelos desenvolvidos que podem ser encontrados na literatura^{[14]-[22]}.

Neste capítulo, inicialmente serão apresentados os fundamentos teóricos dos amplificadores a fibra dopada com érbio para posteriormente serem apresentados os modelamentos realizados para utilização no simulador de redes ópticas SimNT. Foram desenvolvidos dois modelos de EDFAs. O primeiro é um modelo simplificado baseado na curva do espectro de ganho do amplificador, enquanto o segundo é baseado na resolução das equações de propagação.

3.1 - Fundamentos Teóricos

Princípios de Funcionamento

Como se sabe, os elétrons que se encontram nas órbitas externas de um átomo podem ser levados para níveis superiores de energia através do bombeamento de energia. Nas fibras dopadas, o processo de bombeamento e radiação estão baseados nas variações de energia dos elétrons nas órbitas mais externas, mas é mais conveniente utilizar o íon para contabilizar a energia gerada nos amplificadores^[23]. Íons são átomos que perderam um ou mais de seus elétrons dos orbitais externos, como é o caso do érbio na forma do íon trivalente Er^{3+} . Na Figura 1 podem ser visualizados os níveis de energia deste íon.

Na primeira coluna da Figura 1 tem-se os comprimentos de onda equivalentes para a diferença de energia entre os vários níveis e o nível fundamental, chamados de GSA (*Ground-State Absorption* – absorção do estado fundamental). A luz nestes comprimentos de onda irá bombear os íons para um estado superior ao estado fundamental ${}^4\text{I}_{15/2}$. Quando bombeados para níveis superiores ao ${}^4\text{I}_{13/2}$, a maioria dos íons retornará ao estado anterior e estará disponível para emissões espontâneas ou estimuladas de luz com comprimento de onda por volta de $1.5\mu\text{m}$. O estado ${}^4\text{I}_{13/2}$ é denominado de estado metaestável, significando que a transição deste nível para o nível fundamental leva um tempo bem superior ao dos demais estados. Na segunda coluna de valores da Figura 1 tem-se os níveis de absorção do estado excitado (ESA – *Excited-State Absorption*), utilizando o estado metaestável como referência.

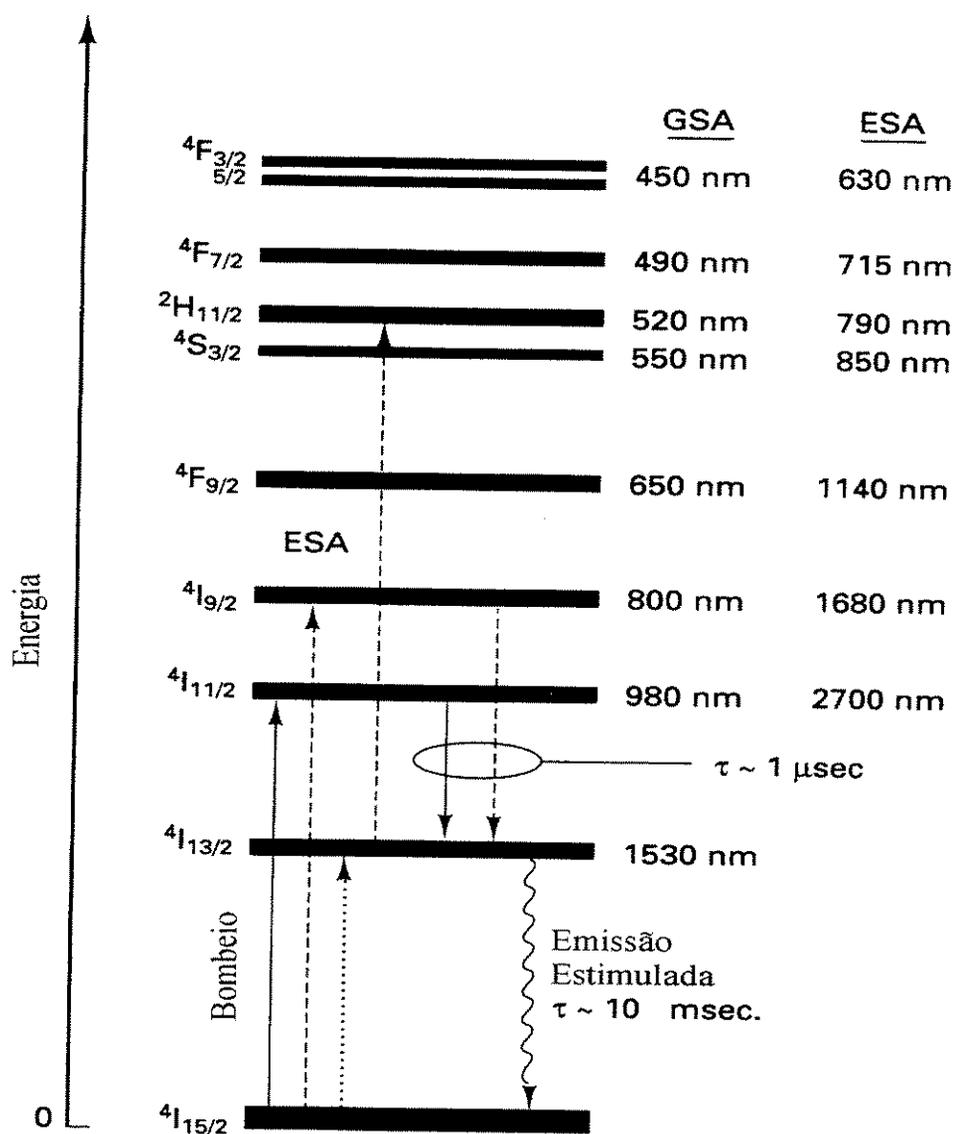


Figura 1 – Níveis de energia do íon trivalente de érbio, Er^{3+} .^[23]

Algumas observações da Figura 1 são interessantes do ponto de vista óptico: a transição do estado metaestável para o estado fundamental ocorre no comprimento de onda da região de baixa atenuação da fibra; o tempo de vida do portador, τ_{21} , ou tempo de decaimento do estado metaestável para o estado fundamental, é elevado ($>10 \text{ ms}$), ocasionando a concentração de energia entre estes estados; alguns dos níveis superiores correspondem a comprimentos de onda comercialmente disponíveis em diodos laser para fazerem o bombeamento.

Escolha dos Comprimentos de Onda para o Bombeio

A Figura 2 mostra alguns níveis acima do nível metaestável $^4I_{13/2}$ para os quais os íons de érbio podem ser bombeados^[23]. Após o bombeio estes íons decairiam até o nível $^4I_{13/2}$, ocasionando assim a inversão de população desejada. As barras verticais mostram a eficiência da inversão de população de íons que ocorre para vários comprimentos de onda, enquanto a curva mostra a atenuação devido à absorção, a qual é aproximadamente proporcional à emissão estimulada como uma função do comprimento de onda. Alguns fatores determinam a escolha do comprimento de onda. Em primeiro lugar, deve-se construir os amplificadores para utilizarem comprimentos de onda de bombeio que sejam encontrados em lasers semicondutores, o que reduz as alternativas para apenas 4 comprimentos de onda, 650, 800, 980 e 1490 nm, sendo que para o comprimento de 650 nm não existem lasers semicondutores com potência suficiente para serem utilizados no bombeamento.

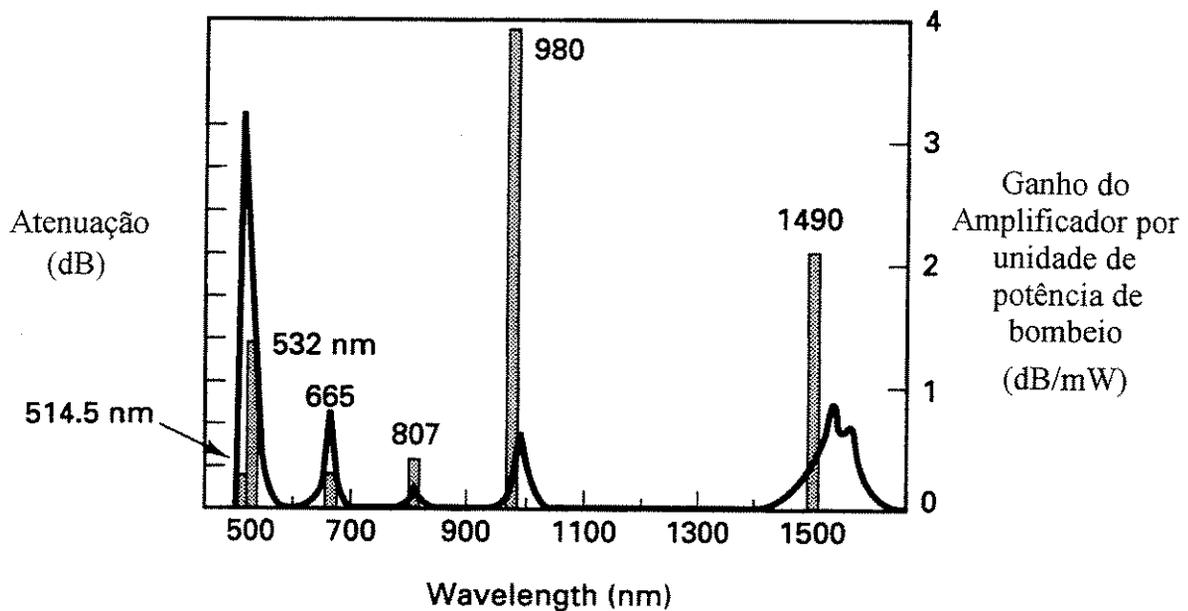


Figura 2 – Diferentes bandas de absorção do Er^{3+} e a eficiência do bombeamento.

O comprimento de onda de 800 nm é descartado pelo fato de possuir uma baixa eficiência, causado pelo ESA, restando assim os comprimentos de 980 e 1480 nm. Para o comprimento de onda de 980 nm, os elétrons saem da banda estável $^4I_{15/2}$ e vão para banda instável $^4I_{11/2}$ decaindo rapidamente para a banda metaestável (aproximadamente 1 μ s), conforme Figura 1, ocorrendo assim uma grande inversão de população, condição essencial para amplificação fotônica. A outra opção é o

bombeamento no comprimento de onda de 1480 nm, onde os portadores são conduzidos diretamente ao estado metaestável. O problema nesse comprimento de onda é que ele está muito próximo da banda que deve ser amplificada (aproximadamente de 1530 a 1560 nm), além de provocar uma baixa inversão de população o que resulta em uma baixa eficiência do bombeio, ver Figura 2. A grande vantagem do bombeamento neste comprimento de onda está no fato de este poder ser feito remotamente, já que este comprimento de onda localiza-se dentro da banda de baixa atenuação da fibra. Isto é interessante nos casos onde não existe disponibilidade de energia elétrica nos pontos onde serão colocados os amplificadores, caso dos cabos submarinos.

Configuração Básica de um EDFA

A configuração básica de um amplificador óptico a fibra dopada com érbio pode ser visualizada na Figura 3. Esta configuração consiste de um laser semiconductor, que exercerá a função de bombeamento e operará em uma das bandas de absorção do érbio (980 ou 1480 nm); de um acoplador que será utilizado para acoplar o sinal do bombeio com o sinal óptico a ser amplificado na mesma fibra; e de alguns metros de fibra dopada com érbio, na forma do íon Er^{3+} onde se dará o processo de amplificação. O sinal de bombeio pode estar no mesmo sentido do sinal que será amplificado ou em sentido contrário, o que caracterizam as configurações co-propagante e contra-propagante, respectivamente. A configuração contra-propagante é mais utilizada em pré-amplificadores já que o isolamento entre a potência de bombeio e potência do sinal que chega ao receptor é melhor, gerando menos ruído.

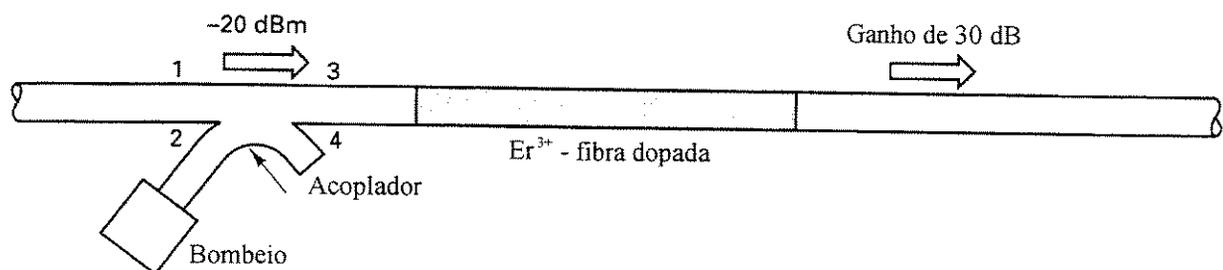


Figura 3 – Configuração básica de um Amplificador a Fibra Dopada com Érbio.

Existem outras configurações que são mais complexas e incluem isoladores e filtros para melhorar o desempenho. A função do isolador é impedir retornos da potência do sinal, aumentando a capacidade de ganho e evitando possíveis oscilações no amplificador. O filtro é utilizado para deixar passar apenas a componente do sinal no espectro, reduzindo dessa forma o ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission* – emissão espontânea amplificada).

Amplificação no EDFA

A absorção da luz do laser de bombeio pelos íons de Er^{3+} da fibra dopada faz com que os íons no estado fundamental sejam excitados para níveis de energia mais altos. Na transição do estado excitado para o estado fundamental, um fóton é emitido na região de 1550 nm. Esta emissão poderá ser espontânea (decaimento natural do íon excitado), que representa o ruído ASE, ou estimulada (por fótons com a mesma energia de transição), que representa o ganho do amplificador. O longo tempo de vida no estado excitado, $\tau = 10$ ms, faz com que a maioria dos íons de érbio excitados sejam utilizados para amplificar o sinal por emissão estimulada em vez de decaírem espontaneamente.

3.2 - Modelamento com Resultados Baseados na Curva de Ganho

O modelamento desenvolvido é baseado nas equações de taxa de população de íons de Er^{3+} , e descrevem o crescimento da população de portadores nas diversas camadas energéticas do Érbio. As camadas que serão utilizadas para o modelamento são as $^4I_{11/2}$, $^4I_{13/2}$ e $^4I_{15/2}$, já que estes são os níveis de interesse para os comprimentos de onda de bombeio utilizados, desprezando-se a emissão espontânea e a absorção dos estados superiores de energia. Como resposta, tem-se o ganho e a potência média de emissão espontânea do amplificador.

3.2.1 - Equações de Taxa e Convectivas

O modelamento é feito considerando-se apenas dois estados, sendo os demais desprezados. As densidades de população do estado fundamental e do estado metaestável são dadas por N_1 e N_2 , sendo que o nível de bombeio N_3 foi desprezado, pois o tempo de vida dos portadores é muito menor do que o tempo de vida no estado metaestável. Os efeitos considerados para quantificar estas

densidades são: potência de bombeio P_p ; potência do sinal recebido P_s ; e potência de emissão espontânea P_a . As equações de taxa são dadas por^{[1][8]}:

$$\begin{aligned} \frac{dN_1(z,t)}{dt} = & -\left[\frac{\sigma_{sa}\Gamma_s}{h\nu_s A}(P_s + P_a^+ + P_a^-) + \frac{\sigma_{pa}\Gamma_p}{h\nu_p A}(P_p^+ + P_p^-)\right]N_1 + \\ & \left[\frac{\sigma_{se}\Gamma_s}{h\nu_s A}(P_s + P_a^+ + P_a^-) + A_{21}\right]N_2 + \frac{\sigma_{pe2}\Gamma_p}{h\nu_p A}(P_p^+ + P_p^-)N_2 \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{dN_2(z,t)}{dt} = \left[\frac{\sigma_{sa}\Gamma_s}{h\nu_s A}(P_s + P_a^+ + P_a^-)N_1 - \left[\frac{\sigma_{se}\Gamma_s}{h\nu_s A}(P_s + P_a^+ + P_a^-) + A_{21}\right]N_2 \right. \quad (2)$$

O sinal de + sobrescrito indica a propagação do bombeio e ASE no mesmo sentido do sinal, isto é, co-propagante, enquanto o sinal de – sobrescrito indica a configuração contra-propagante. A configuração contra-propagante é descartada, anulando dessa forma os termos com sinal -. As variáveis, σ_{sa} , σ_{se} , σ_{pa} , σ_{pe} e σ_{pe2} representam as seções transversais de emissão e absorção do sinal e do bombeio respectivamente. Com o bombeamento dentro do nível metaestável, comprimento de onda entre 1540 e 1500nm, o amplificador opera como um sistema de dois níveis e $\sigma_{pe} = \sigma_{pe2}$. Para o comprimento de onda de 980 nm o valor σ_{pe2} é zero. Em (1) e (2) Γ é o fator de confinamento, h é a constante de Planck, A é a área do núcleo da fibra e A_{21} é o valor da taxa de transição radioativa do nível 2 para o nível 1, que pode ser dada por $1/\tau$, onde τ é o tempo de vida dos elétrons na banda metaestável $^4I_{13/2}$. A frequência do sinal e a frequência de bombeio são dadas por ν_s e ν_p . Assim, a equações (1) e (2) ficam:

$$\frac{dN_1(z,t)}{dt} = -\left[\frac{\sigma_{sa}\Gamma_s}{h\nu_s A}(P_s + P_a) + \frac{\sigma_{pa}\Gamma_p}{h\nu_p A}P_p\right]N_1 + \left[\frac{\sigma_{se}\Gamma_s}{h\nu_s A}(P_s + P_a) + \frac{1}{\tau}\right]N_2 \quad (3)$$

$$\frac{dN_2(z,t)}{dt} = \left[\frac{\sigma_{sa}\Gamma_s}{h\nu_s A}(P_s + P_a)\right]N_1 - \left[\frac{\sigma_{se}\Gamma_s}{h\nu_s A}(P_s + P_a) + \frac{1}{\tau}\right]N_2 \quad (4)$$

O valor da densidade total de Er^{3+} , N_t , é dado por:

$$N_t = N_1 + N_2 \quad (5)$$

As equações convectivas que descrevem a evolução espacial das potências ópticas do sinal, do bombeio e da ASE, ao longo do comprimento ativo do amplificador, são dadas por:

$$\frac{dP_p(z)}{dz} = -P_p\Gamma_p[\sigma_{pa}N_1 - \sigma_{pe}N_2] - \alpha_p P_p \quad (6)$$

$$\frac{dP_s(z)}{dt} = P_s \Gamma_s [\sigma_{se} N_2 - \sigma_{sa} N_1] - \alpha_s P_s \quad (7)$$

$$\frac{dP_a(z)}{dz} = P_a \Gamma_s [\sigma_{se} N_2 - \sigma_{sa} N_1] + 2\sigma_{se} \Gamma_s N_2 h\nu_s \Delta\nu - \alpha_s P_a \quad (8)$$

onde $\Delta\nu$ é a banda espectral do sinal e $\alpha_{s,p}$ representa as perdas internas do amplificador para o sinal e para o bombeio.

As equações (3)-(8) são solucionadas para as condições de estado estacionário, onde $dN/dt=0$. Nesse estado, assume-se que não ocorrem grandes variações de população de portadores nas camadas de interesse e, portanto, as equações de taxa (3) e (4) podem ser igualadas a 0. Esta aproximação só é válida para situações onde o tempo de duração de um bit é muito menor que o tempo de vida dos portadores no estado metaestável, que é da ordem de 10 ms. Em outras palavras, esta aproximação é válida para taxas de transmissão elevadas, maiores que kbits/s.

O valor da potência de bombeio de limiar, onde $N_1=N_2$, é obtido a partir das equações de taxa (3) e (4) no estado estacionário, considerando $\sigma_{as}=\sigma_{se}$. Assim, tem-se:

$$\frac{dN(z,t)}{dt} = -\left[\frac{\sigma_s \Gamma_s}{h\nu_s A} (P_s + P_a) + \frac{\sigma_{pa} \Gamma_p}{h\nu_p A} P_p^{th}\right] N + \left[\frac{\sigma_s \Gamma_s}{h\nu_s A} (P_s + P_a) + \frac{1}{\tau}\right] N = 0 \quad (9)$$

$$-\frac{\sigma_s \Gamma_s}{h\nu_s A} (P_s + P_a) - \frac{\sigma_{pa} \Gamma_p}{h\nu_p A} P_p^{th} + \frac{\sigma_s \Gamma_s}{h\nu_s A} (P_s + P_a) + \frac{1}{\tau} = 0 \quad (10)$$

$$-\frac{\sigma_{pa} \Gamma_p}{h\nu_p A} P_p^{th} + \frac{1}{\tau} = 0 \quad (11)$$

$$P_p^{th} = \frac{h\nu_p A}{\sigma_{pa} \Gamma_p \tau} \quad (12)$$

Com o valor da potência de limiar de bombeio pode-se rescrever as equações convectivas (6) e (7) em função desta potência, simplificando os cálculos, uma vez que não será mais necessário resolver as equações de taxa sempre que se desejar calcular a potência em algum ponto da fibra. Assim, tem-se^{[1][3][13]}:

$$\frac{dP_s(z)}{dz} = \frac{P_p(z) - P_p^{th}}{P_p^{th} + 2P_s(z) + P_p(z)} \alpha_s P_s(z) \quad (13)$$

$$\frac{dP_p(z)}{dz} = -\frac{P_s(z) + P_p^{th}}{P_p^{th} + 2P_s(z) + P_p(z)} \alpha_p P_p(z) \quad (14)$$

3.2.2 - Cálculo do Ganho e ASE do Amplificador

Ganho

O cálculo do ganho é baseado nas equações convectivas (13) e (14) e é dado pela razão entre a potência de saída e a potência de entrada. Primeiramente, acha-se a contribuição de potência para cada elemento infinitesimal (dz) da fibra para depois integrá-las ao longo de todo o comprimento da fibra do amplificador, tomando como limites as potências de entrada e saída. Assim, dividindo as equações (13) e (14) tem-se:

$$\frac{dP_s(z)}{dP_p(z)} = -\frac{P_p - P_p^{th}}{(P_p^{th} + P_s)} \frac{\alpha_s P_s}{\alpha_p P_p} \quad (15)$$

$$\frac{-(P_p^{th} + P_s)}{\alpha_s P_s} dP_s(z) = \frac{P_p - P_p^{th}}{\alpha_p P_p} dP_p(z) \quad (16)$$

Integrando os dois lados da equação (16) com os limites de integração das potências de entrada e saída, tem-se:

$$\int_{P_{Sin}}^{P_{Sout}} \frac{-(P_p^{th} + P_s)}{\alpha_s P_s} dP_s(z) = \int_{P_{Pin}}^{P_{Pout}} \frac{P_p - P_p^{th}}{\alpha_p P_p} dP_p(z) \quad (17)$$

onde, os valores P_{Sout} e P_{Pout} são os valores das potências de saída do sinal e do bombeio, enquanto P_{Sin} e P_{Pin} são os valores das potências de entrada.

$$\frac{-1}{\alpha_s} \left(\int_{P_{Sin}}^{P_{Sout}} \frac{P_s}{P_s} dP_s(z) + \int_{P_{Sin}}^{P_{Sout}} \frac{P_p^{th}}{P_s} dP_s(z) \right) = \frac{1}{\alpha_p} \left(\int_{P_{Pin}}^{P_{Pout}} \frac{P_p}{P_p} dP_p(z) - \int_{P_{Pin}}^{P_{Pout}} \frac{P_p^{th}}{P_p} dP_p(z) \right) \quad (18)$$

$$\frac{-1}{\alpha_s} \left(P_{Sout} - P_{Sin} + P_p^{th} \ln \frac{P_{Sout}}{P_{Sin}} \right) = \frac{1}{\alpha_p} \left(P_{Pout} - P_{Pin} - P_p^{th} \ln \frac{P_{Pout}}{P_{Pin}} \right) \quad (19)$$

$$\frac{P_{Sout} - P_{Sin}}{P_p^{th}} + \ln G = \frac{\alpha_s}{\alpha_p} \left(\frac{P_{Pout} - P_{Pin}}{P_p^{th}} - \ln \frac{P_{Pout}}{P_{Pin}} \right) \quad (20)$$

Tirando a exponencial dos dois lados da equação (20) e isolando-se a variável G , tem-se:

$$G = e^{\frac{\alpha_s}{\alpha_p} \left(\frac{P_{Pout} - P_{Pin}}{P_p^{th}} - \ln \frac{P_{Pout}}{P_{Pin}} \right) + \frac{P_{Sout} - P_{Sin}}{P_p^{th}}} \quad (21)$$

Se for considerado um sinal de entrada nulo o sinal de saída também será nulo. Assim, desprezando-se a ASE gerada pelo amplificador, teremos o ganho máximo gerado pelo amplificador, G_0 . Escrevendo a equação (21) em função deste ganho máximo, tem-se:

$$G_0 = e^{\frac{\alpha_s}{\alpha_p} \left(\frac{P_{Pout} - P_{Pin}}{P_p^{th}} \ln \frac{P_{Pout}}{P_{Pin}} \right)} \quad (22)$$

já que P_{Sin} e P_{Sout} são nulos. Inserindo G_0 na equação (21), tem-se:

$$G = G_0 e^{-\left(\frac{P_{Sout} - P_{Sin}}{P_p^{th}} \right)} \quad (23)$$

$$G = G_0 e^{\left(\frac{P_{Sout}}{P_p^{th}} \left(\frac{P_{Sin}}{P_{Sout}} - 1 \right) \right)} \quad (24)$$

$$G = G_0 e^{\left(\frac{P_{Sout}}{P_p^{th}} \left(\frac{1}{G} - 1 \right) \right)} \quad (25)$$

Trabalhando esta equação, obtém-se a equação final para o ganho:

$$G = G_0 e^{\left(\left(\frac{1-G}{G} \right) \frac{P_{Sout}}{P_p^{th}} \right)} \quad (26)$$

Uma forma interessante de apresentar esta equação é substituindo o valor da potência de bombeio de limiar pela potência de saturação de saída, que é fornecida em qualquer catálogo de um amplificador óptico. Define-se a saturação como o valor de potência de saída na qual o ganho apresentado pelo amplificador cai em 3 dB comparado ao ganho para pequenos sinais, isto é, $G=G_0/2$. Substituindo este termo na equação (26), resulta:

$$G_{3dB} = G_0 e^{\left(\left(\frac{1-G_0}{G_0} \right) \frac{P_{Sat}}{P_p^{th}} \right)} = \frac{G_0}{2} \quad (27)$$

$$e^{\left(\left(\frac{2-G_0}{G_0} \right) \frac{P_{Sat}}{P_p^{th}} \right)} = \frac{1}{2}. \quad (28)$$

Tirando-se o logaritmo desta equação,

$$\left(\frac{2-G_0}{G_0} \right) \frac{P_{Sat}}{P_p^{th}} = \ln \frac{1}{2} \quad (29)$$

como $\ln(1/2)$, é igual a $-\ln(2)$,

$$\frac{1}{P_p^{th}} = \frac{\ln(2)G_0}{P_{Sat}(G_0 - 2)} \quad (30)$$

Substituindo a equação (30) na equação (26), fica:

$$G = G_0 \exp\left(\left(\frac{1-G}{G}\right)P_{Sout} \left(\frac{\ln(2)G_0}{P_{Sat}(G_0-2)}\right)\right) \quad (31)$$

Como é mais intuitivo trabalhar-se com uma equação dependente da potência do sinal de entrada, ao invés da potência do sinal de saída, substituímos P_{Sout} por P_{Sin} , já que $P_{Sin} = P_{Sout}/G$. Vale lembrar que, a potência de entrada é o valor médio da potência e não o instantâneo. Assim, teremos

$$G = G_0 \exp\left((1-G)P_{Sin} \left(\frac{\ln(2)G_0}{P_{Sat}(G_0-2)}\right)\right) \quad (32)$$

ASE – Potência Média de Emissão Espontânea

Como já foi dito anteriormente, a ASE é oriunda do decaimento espontâneo de elétrons do estado metaestável para o estado fundamental que ao decaírem emitem um fóton de fase aleatória. Por isso a ASE ocorre em todo o espectro, que será amplificado ao longo da fibra dopada com érbio. O valor da ASE é maior quando o sinal de entrada é nulo, pois uma vez que existe sinal, o decaimento deixa de ser totalmente espontâneo e passa a ser, em grande parte, estimulado, gerando fótons no comprimento de onda do sinal de entrada. Para analisar-se a ASE analiticamente utiliza-se a densidade espectral de ruído e a frequência central do espectro. O valor da potência média de emissão espontânea é dada por:

$$P_{sp} = N_{sp} (G-1)h\nu\Delta\nu \quad (33)$$

onde h é a constante de Plank, $\Delta\nu$ a banda espectral, ν a frequência central e N_{sp} o fator de emissão espontânea que é dado por:

$$N_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (34)$$

Este valor mostra a taxa de inversão da população.

3.2.3 - Ganho Máximo em Função da Frequência

O valor do ganho máximo, G_0 , pode ser calculado em função do comprimento de onda do sinal e do bombeio, λ_s e λ_p , isto é, para cada valor de comprimento de onda existe um valor de ganho diferente. Os fatores que são utilizados para este cálculo são: seções transversais de emissão e absorção do sinal e do bombeio; comprimento do amplificador, L ; fator de confinamento, Γ ;

dopagem total do amplificador, $N_t^{[8]}$. Para obtenção de G_0 , utilizam-se as equações convectivas (3)-(8) para dois níveis de energia, isto é, com bombeio diretamente no estado metaestável. A entrada é nula e o valor da potência de bombeio é muito maior que o valor da potência de limiar de bombeio. Utilizando-se estas condições, chega-se a seguinte equação para o valor do ganho máximo^[8]:

$$G_0 = e^{\left(\frac{r_p(\lambda_p) - r(\lambda_s)}{1 - r_p(\lambda_p)} \right)} \quad (35)$$

onde, $r_p = \sigma_{pa}/\sigma_{pe}$ e $r = \sigma_{sa}/\sigma_{se}$ são denominados de razão de seções transversais e l é dado por:

$$l = L \Gamma_s \sigma_{se}(\lambda_s) N_t \quad (36)$$

O valor de G_0 é dependente dos valores das seções transversais de emissão e absorção em função dos comprimentos de onda dos sinais de entrada e de bombeio. Os valores de emissão e absorção utilizados foram obtidos das curvas de σ_a e σ_e mostradas na Figura 4.

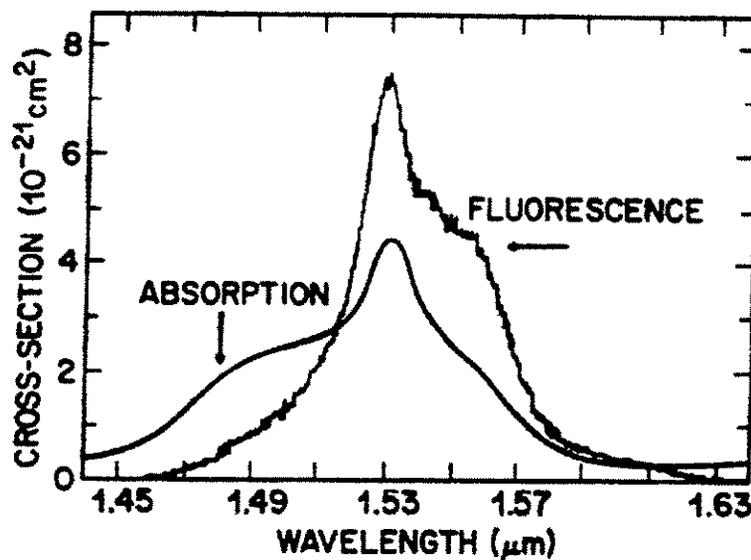


Figura 4 – Espectro das seções transversais de emissão e absorção^[3].

A partir do gráfico mostrado na Figura 4, foram tirados alguns pontos e interpolados, resultando no gráfico apresentado na Figura 5.

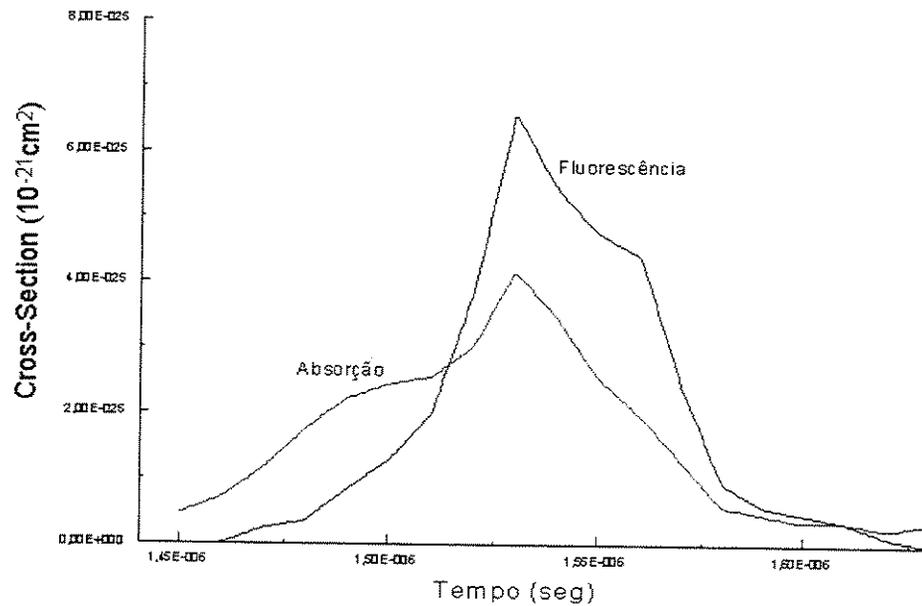


Figura 5 – Espectro das seções transversais de emissão e absorção interpolados a partir de amostras da Figura 4.

Como nem sempre as seções de absorção e emissão são fornecidas, é interessante utilizar a curva de ganho normalizada, mostrada na Figura 6, obtida a partir do modelo de *EDFA* que será descrito na seção 3.3.

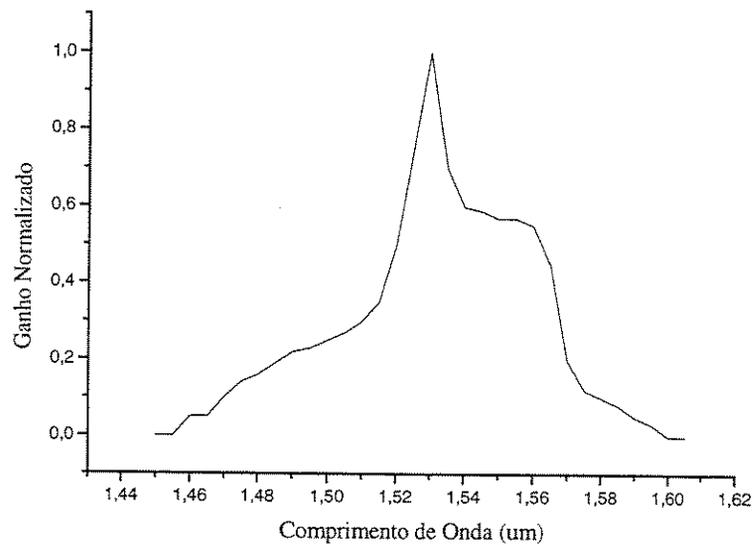


Figura 6 – Curva de ganho normalizada do amplificador.

3.2.4 - Modelamento para o SimNT

Nesta seção será mostrado como foi feito o modelamento das equações citadas nas seções anteriores. Em outras palavras, serão mostrados os meios utilizados para solucionar estas equações, criando dessa forma um modelo de um amplificador para o simulador. Esta seção será utilizada para exemplificar o procedimento que o usuário do programa deverá realizar quando desejar criar um modelo para o SimNT. Para tanto, utilizaremos o modelo do *EDFA* como exemplo.

Inicialmente será mostrado como gerar o arquivo básico contendo todos os parâmetros e propriedades que o modelo necessitará e na seqüência será adicionado o algoritmo do *EDFA*.

Assistente de Modelos - Wizard

O SimNT disponibiliza ao usuário um assistente para desenvolvimento de modelos denominado *Wizard*. Um arquivo básico contendo propriedades e parâmetros do dispositivo é comum a todos os modelos, que diferem apenas no algoritmo que executam. Assim, a função do assistente é gerar este arquivo, com as propriedades e parâmetros que o usuário desejar. Na Figura 7, pode ser visualizada a janela inicial do assistente.

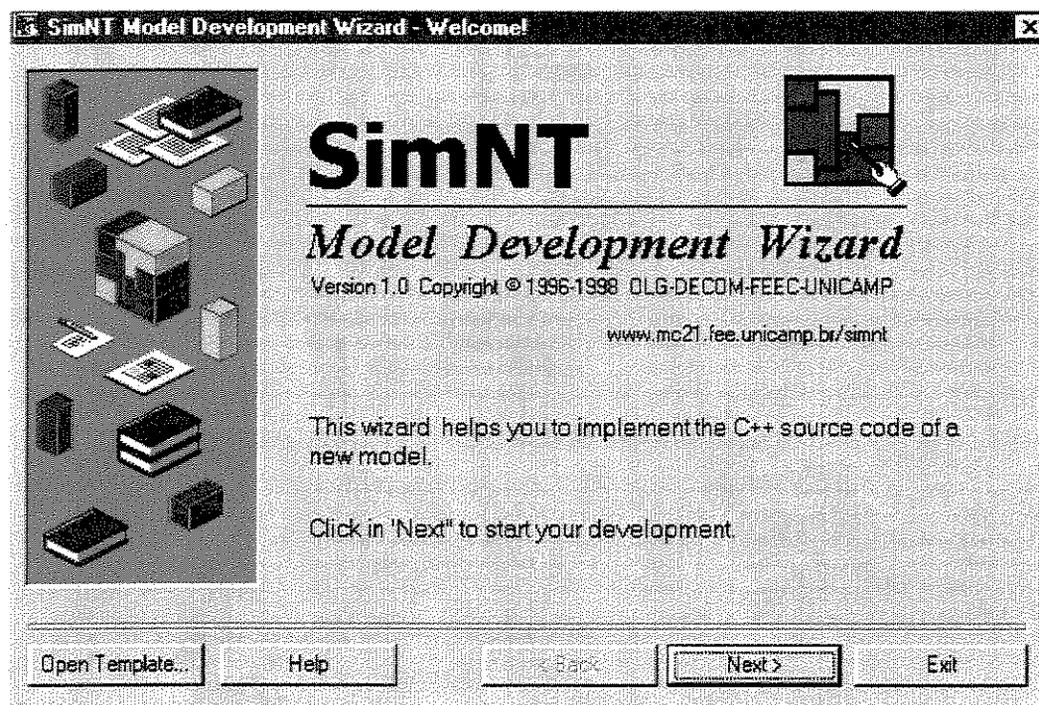


Figura 7 – Janela de abertura do assistente para desenvolvimento de modelos.

Para iniciar o desenvolvimento do modelo deve-se clicar em *Next*. Feito isso, aparecerá a segunda janela do assistente, primeiro passo, conforme Figura 8. Nesta janela, serão fornecidos o

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

nome do modelo, EDFA, número de entradas(1) e número de saídas (1). Para o nome não são aceito espaços em branco nem caracteres reservados, limitações do C++.

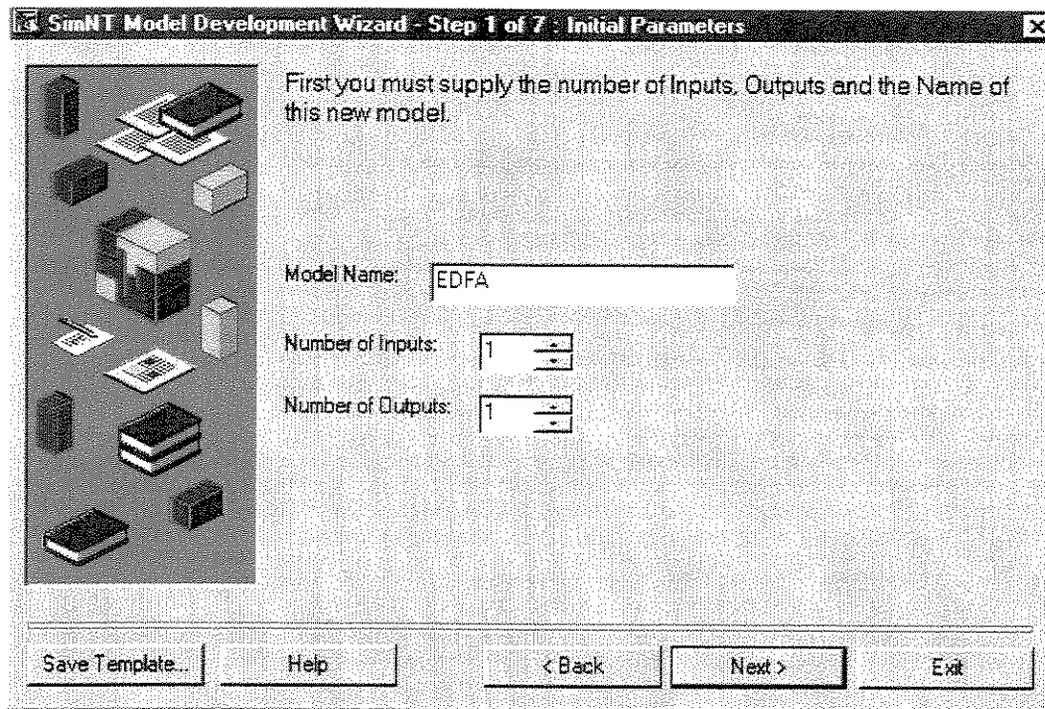


Figura 8 – Primeiro passo para gerar o modelo.

No segundo passo são acrescentados ao modelo os dados autorais além da descrição do que o modelo representa, conforme pode ser visualizado na Figura 9.

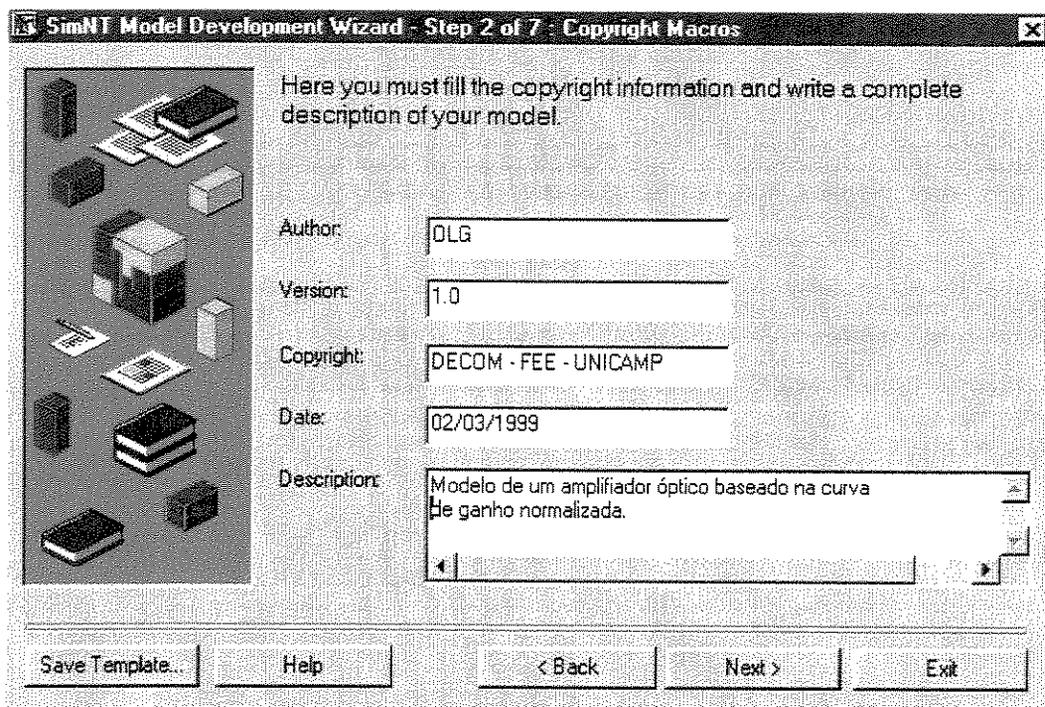


Figura 9 – Segundo passo para gerar o modelo.

O código gerado em C++ após estes dois primeiros passos pode ser visualizado na listagem 1.

```
//Model description and copyright.
#define MODEL_AUTHOR "OLG"
#define MODEL_VERSION "1.0"
#define MODEL_COPYRIGHT "DECOM - FEE - UNICAMP"
#define MODEL_DATE "02/03/1999"
#define MODEL_DESCRIPTION "Modelo de um amplificador óptico baseado na curva\n\
de ganho normalizada."
//Implementação da classe 'EDFA'.
IMPLEMENT_NEW_MODEL_HEADER(EDFA,1,1)
//Função que exporta o modelo da DLL
IMPLEMENT_NEW_MODEL_DLL(EDFA)
//Função chamada quando simulação inicia e o estado interno do bloco é INIT
IMPLEMENT_NEW_MODEL_START(EDFA)
{
}
//Função chamada quando a simulação termina
IMPLEMENT_NEW_MODEL_END(EDFA)
{
}
//Função chamada durante a simulação
IMPLEMENT_NEW_MODEL(EDFA)
{
    return STOP;
}
// Função chamada quando o modelo é carregado pelo SimNT
IMPLEMENT_NEW_MODEL_PARAM(EDFA)
{
}
```

Listagem 1 – Código inserido após os dois primeiros passos.

No terceiro passo o usuário incluirá os parâmetros locais e globais que seu modelo deve ler. O usuário pode adicionar um novo parâmetro (*Add*), editar um parâmetro existente (*Edit*) ou apagar um parâmetro (*Delete*). Para cada parâmetro deve ser fornecido seu tipo (*double*, *int*, *string*, *long* e *complex*), sua descrição e seu(s) valor(es) padrão. Na Figura 10 pode ser visualizado este passo, com os parâmetros que serão necessários para o modelo do EDFA.

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

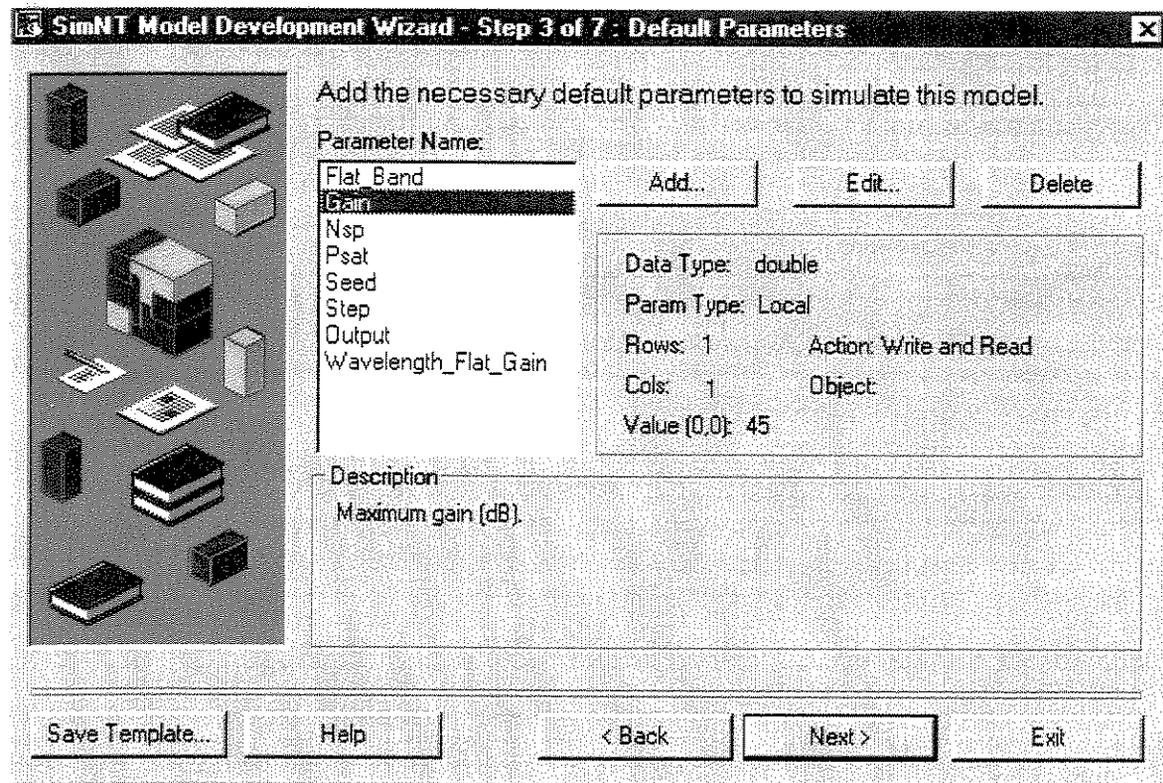


Figura 10 – Terceiro passo para gerar o modelo.

Os parâmetros necessários para o funcionamento do modelo do *EDFA* são apresentados na Tabela 1.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Flat_Band</i>	nm	1535-1565
<i>Gain</i>	dB	45.0
<i>Noise_Figure</i>	dB	5
<i>Normalized_Gain_Spectra</i>		
<i>Output</i>	<i>Signal, ASE</i> ou <i>Gain</i>	<i>Signal</i>
<i>Psat</i>	dBm	10.0
<i>Seed</i>		100
<i>Step</i>		1e-10
<i>Wavelength_Flat_Gain</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	<i>Off</i>

Tabela 1 - Parâmetros locais do EDFA com Ganho Dependente do Espectro.

1. **Flat_Band:** região do espectro onde o ganho do amplificador é aproximadamente plano. Esta é a região normalmente utilizada em sistemas WDM. O valor aproximado do ganho para esta região pode ser visualizado na janela de simulação, conforme Figura 11.
2. **Gain:** é o máximo valor de ganho que o amplificador pode ter. É o valor de pico, que ocorre no comprimento de onda de 1530 nm, para a curva de ganho da Figura 6;
3. **Normalized_Gain_Spectra:** curva normalizada de ganho do amplificador. É uma matriz onde na primeira coluna estão os valores de comprimento de onda e na segunda o valor do ganho normalizado para o comprimento de onda correspondente. O usuário é livre para colocar a curva de ganho que desejar;
4. **Noise_Figure:** é o valor da figura de ruído inserida pelo amplificador e é dada pelo fator de ruído interno do amplificador. O valor deste fator para um amplificador ideal deve ser 1;
5. **Output:** determina que resultado será disponibilizado na saída. Quando é escolhido o modo *Gain*, será colocado na porta de saída o valor do ganho máximo do amplificador, G_0 , que também pode ser visualizado na janela de simulação, conforme Figura 11;
6. **Psat:** é a potência de saturação do amplificador;
7. **Step:** tamanho do passo para se calcular o ganho máximo com saturação;
8. **Seed:** semente utilizada para gerar-se aleatoriamente o ruído;
9. **Wavelength_Flat_Gain:** determina se o modelo utilizará a curva de ganho normalizada dada pelo parâmetro *Normalized_Gain_Spectra* ou se gerará um curva de ganho normalizada aplainada, dada por:

$$G(f) = G_0 \left(1 - \left(\frac{f - f_0}{\text{Bandwidth} / 2} \right)^4 \right) \quad (37)$$

sendo que f é dado pela equação (40) e f_0 é o valor da frequência central do espectro recebido.

Na Listagem 2 pode-se visualizar as linhas de código adicionadas após o terceiro passo. Foi inserido apenas o código para o parâmetro *Gain*. Para os outros parâmetros, o código a ser inserido é similar.

O quarto passo apresenta as opções para o usuário definir como será a leitura dos dados de entrada e quais serão as propriedades do sistema carregadas pelo modelo, conforme Figura 12. O

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

usuário deve seleccionar o tipo do dado lido na sua porta de entrada. Caso o modelo possua duas portas de entrada, pode-se definir a leitura dos dados da porta 1 como *complex* enquanto a porta dois poderia ler como *double*, por exemplo. Caso o dado disponível na porta 1 fosse *double* e o usuário deseja-se lê-lo como *complex*, o programa faz esta conversão automaticamente.

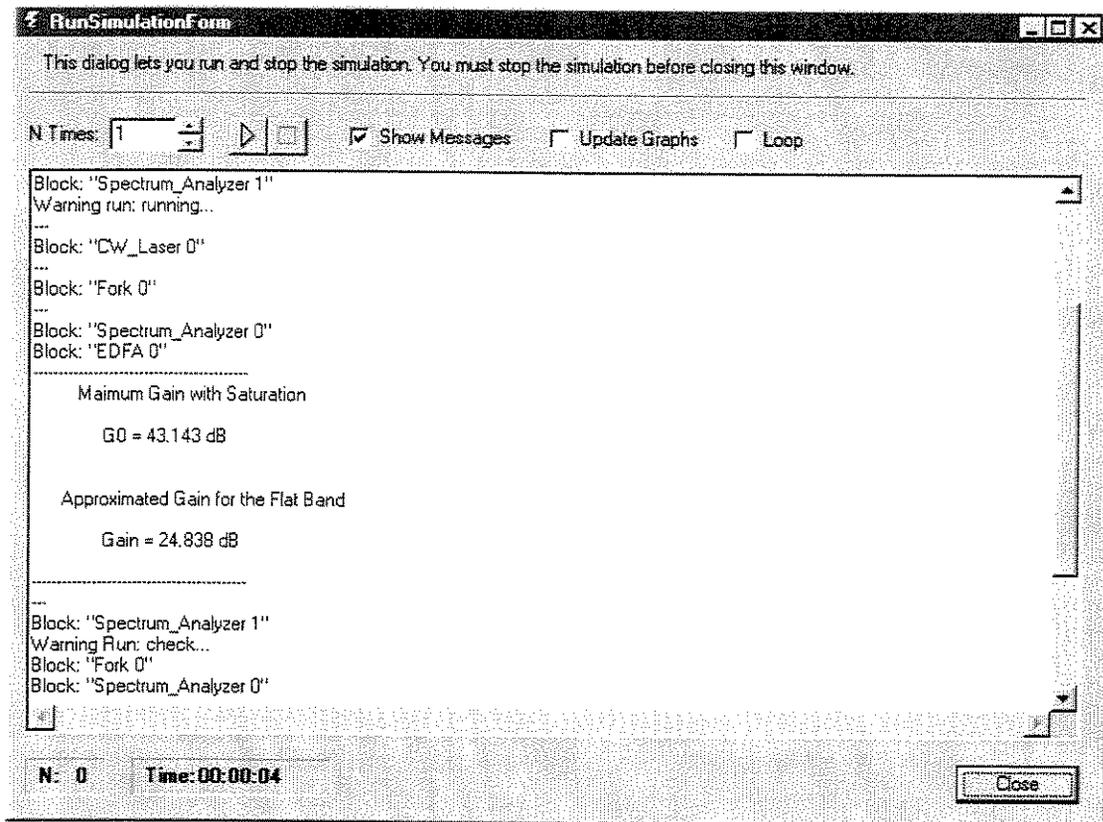


Figura 11 – Janela de simulação. Aparece quando se está simulando um sistema. Estes valores forma obtidos para um sistema com 1 canal CW, com -30 dBm de potência, e com ganho de 45 dB.

```
IMPLEMENT_NEW_MODEL(EDFA)
```

```
{  
    long i=0; long j=0;  
//Verifica se existem amostras na entrada do modelo  
    long Size_0=0;  
    GetSize(0,Size_0);  
    if(Size_0==0) return STOP;  
//Carrega parâmetros locais e globais  
    double Gain;  
    if(GetParam("Gain",Gain)==0)  
    {  
        MESSAGE<<"Error: EDFA didn't find parameter 'Gain'"<<endl;  
    }  
}
```

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

```
return PROBLEM;
}
return STOP;
}
IMPLEMENT_NEW_MODEL_PARAM(EDFA)
{
//Parameter: Gain
#define Gain_double_DESCRIPTION "Ganho máximo desejado para o amplificador."
double Gain_double=30;
PutParam("Gain",Gain_double,Gain_double_DESCRIPTION,"SHOW","");
```

Listagem 2 – Parte do código adicionado após o terceiro passo.

Uma lista de propriedades comuns aos modelos é fornecida, mas o usuário pode adicionar qualquer propriedade, mesmo que esta não esteja na lista, desde que garanta que o modelo receberá esta propriedade, isto é, que algum outro dispositivo do sistema irá gerá-la. Caso contrário, ocorrerá um erro na simulação.

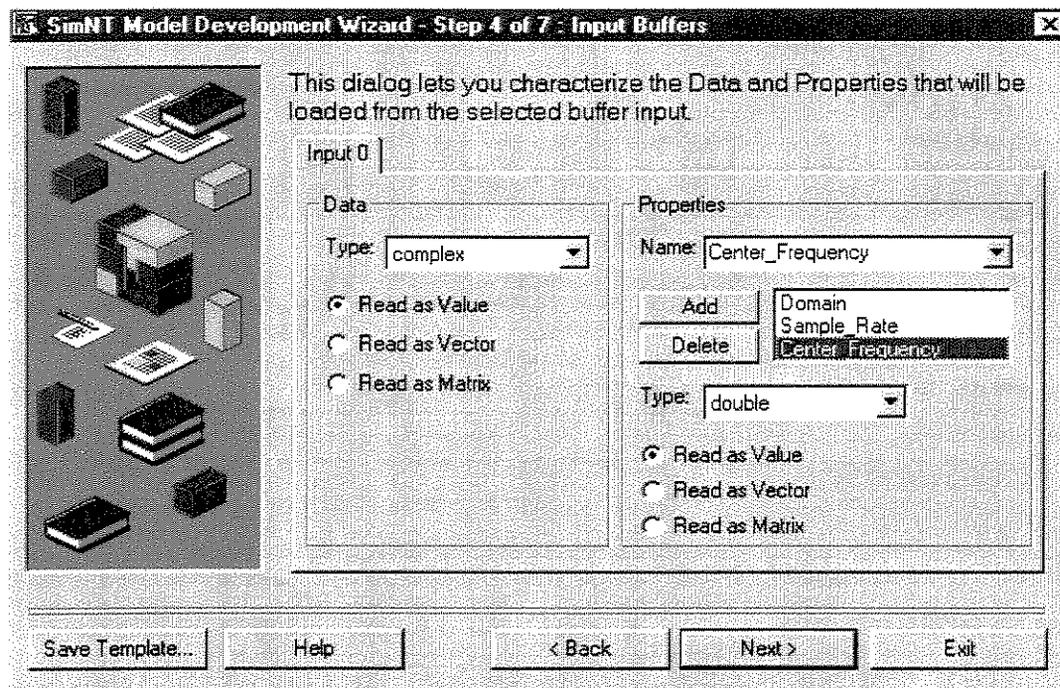


Figura 12 – Quarto passo para gerar o modelo.

As linhas de código adicionadas após este passo podem ser visualizadas na Listagem 3. Só está sendo apresentado o código para a propriedade *Center_Frequency*. O código para as outras propriedades é similar.

```

IMPLEMENT_NEW_MODEL(EDFA)
{
TransferProp(0,0); //Colocando na saída todas as propriedades recebidas
//Recebendo as propriedades
double Center_Frequency_0;
if(GetProp(0,"Center_Frequency",Center_Frequency_0)==0)
    {
        MESSAGE<<"Error: EDFA didn't find property 'Center_Frequency', input '0'"<<endl;
        return PROBLEM;
    }
//Carregando dados da entrada.
complex *Input_0;
DeleteVector<complex> DeleteVectorInput_0;
Input_0=DeleteVectorInput_0.New(Size_0);
for(i=0;i<Size_0;i++)
    {
        GetData(0,Input_0[i]);
    }
return STOP;
}

```

Listagem 3 – Código adicionado após o quarto passo.

As propriedades necessárias para o funcionamento do modelo do *EDFA* são:

1. **Center_Frequency:** frequência central do espectro. Será utilizada para calcular a potência média de emissão espontânea e para gerar as frequências do espectro recebido, entre outras funções;
2. **Domain:** tipo do domínio dos dados recebidos. Pode ser *Time* ou *Frequency*. Se o domínio recebido não for *Time* ocorrerá um erro no modelo e a simulação será abortada;
3. **Sample_Rate:** será utilizado para gerar as frequências do espectro recebido, pela seguinte equação:

$$\lambda_i = \frac{c}{Center_Frequency + Sample_Rate/2 + i \frac{Sample_Rate}{Size}} \quad (38)$$

onde i varia de 0 a $Size-1$, c é a velocidade da luz e $Size$ é o tamanho do vetor recebido pelo modelo. Maiores explicações sobre esta propriedade e sobre quem a gera podem ser encontradas no Apêndice A.

No quinto passo o usuário define como serão os dados de saída, informando seu tipo (*Complex*), domínio (*Time*) e unidade (s).

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

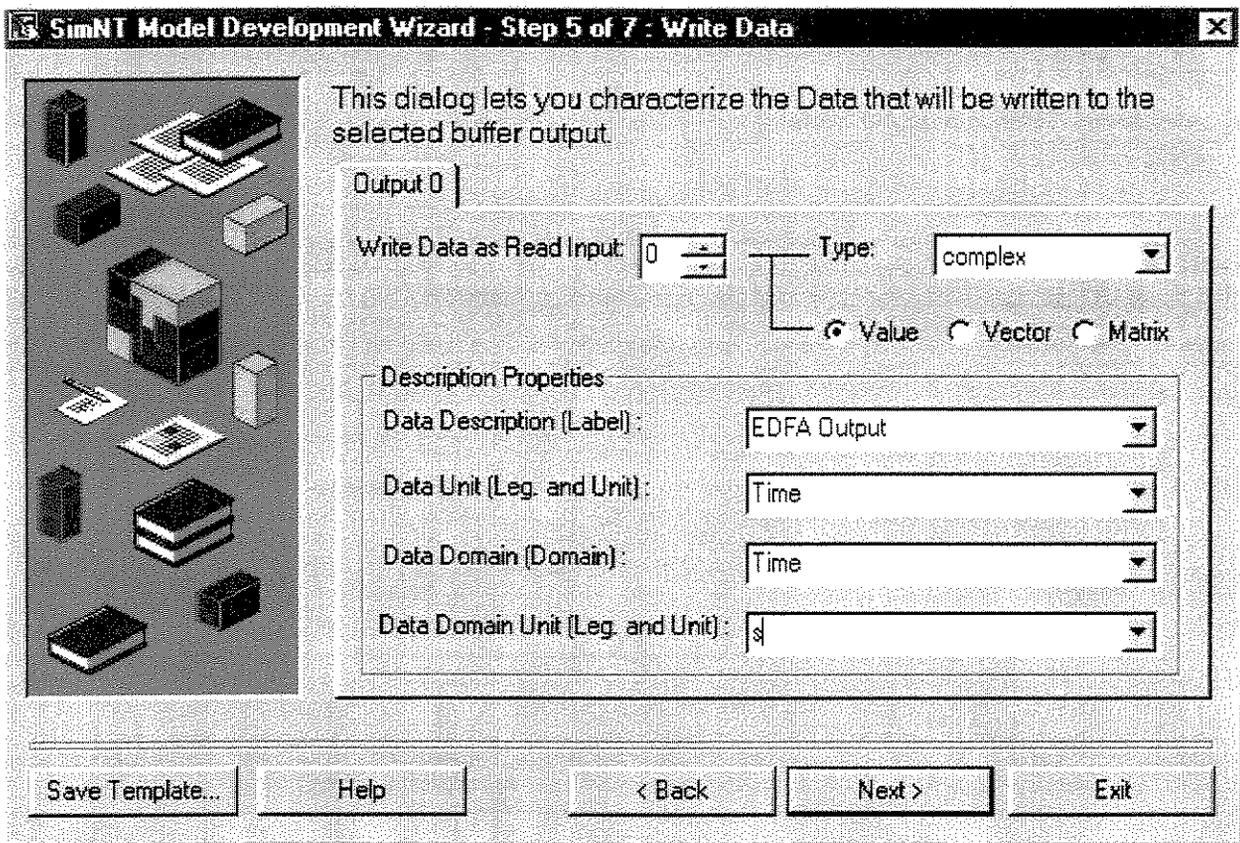


Figura 13 - Quinto passo para gerar o modelo.

O código adicionado após o quinto passo pode ser visualizado na Listagem 4.

```
IMPLEMENT_NEW_MODEL(EDFA)
{
    Sstring Label_Out_0;
    Label_Out_0="EDFA Output";
    PutProp(0,"Label",Label_Out_0);
    Sstring Unit_Out_0;
    Unit_Out_0="";
    PutProp(0,"Unit",Unit_Out_0);
    Sstring Domain_Unit_Out_0;
    Domain_Unit_Out_0="";
    PutProp(0,"Domain_Unit",Domain_Unit_Out_0);
    Sstring Domain_Out_0;
    Domain_Out_0="Time";
    PutProp(0,"Domain",Domain_Out_0);
    Sstring Legend_Out_0;
    Legend_Out_0="Time";
    PutProp(0,"Legend",Legend_Out_0);
    Sstring Domain_Legend_Out_0;
    Domain_Legend_Out_0="s";
    PutProp(0,"Domain_Legend",Domain_Legend_Out_0);
}
```

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

```
//Escrevendo dados
long SizeOut_0=0;
complex *Output_0;
DeleteVector<complex> DeleteVectorOutput_0;
Output_0=DeleteVectorOutput_0.New(SizeOut_0);
for(i=0;i<SizeOut_0;i++)
{
    PutData(0,Output_0[i]);
}
return STOP;
}
```

Listagem 4 – Código adicionado após o quinto passo.

No sexto passo o usuário pode adicionar as propriedades que serão enviadas para a saída do modelo. Além das propriedades padrão a todos os modelos, conforme Figura 14, podem ser adicionadas novas propriedades que serão geradas por esse modelo. No caso do *EDFA* nenhuma propriedade será adicionada.

O último passo é utilizado para gerar o arquivo com o código fonte, conforme Figura 15.

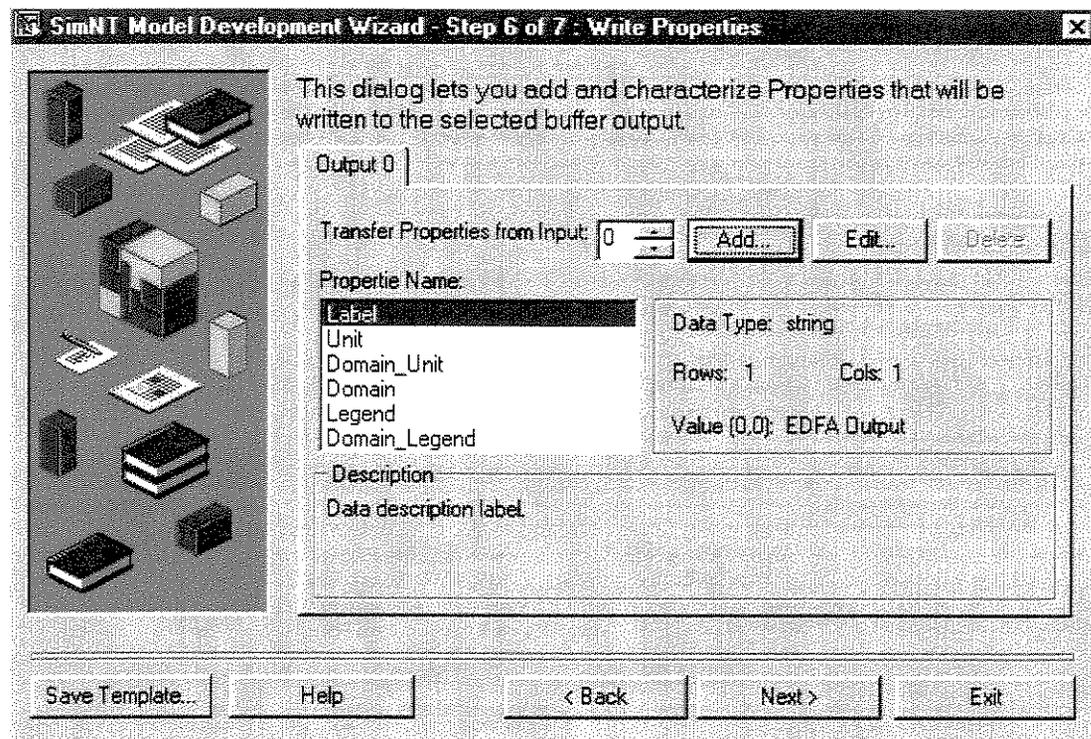


Figura 14 - Sexto passo para gerar o modelo.

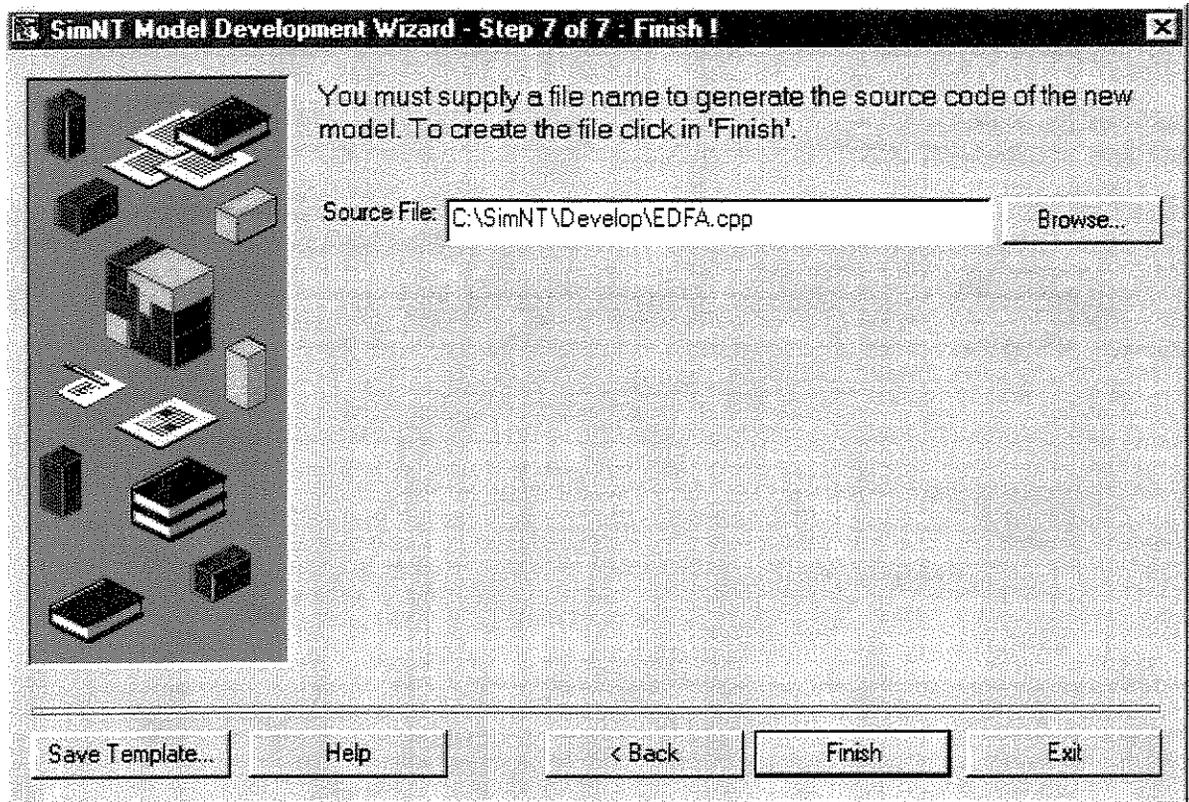


Figura 15 - Último passo para gerar o modelo.

Após os sete passos terem sido executados, tem-se um arquivo do código fonte com todos os parâmetros e propriedades que devem ser recebidos e gerados.

Inserindo o Algoritmo do EDFA no Arquivo Básico

- Ganho

O primeiro passo a ser feito após ter sido recebido o sinal é o cálculo do valor médio de potência do sinal, P_{in} , isto é, o somatório da potência de cada ponto dividido pelo número de pontos. Na seqüência, deve-se calcular o ganho máximo do amplificador, levando-se em conta a sua saturação. Assim, dada a equação (32), pode-se observar que é uma equação transcendental, que não é solucionada diretamente. Assim, deriva-se esta equação em função da potência de entrada (quanto maior esta potência menor é o ganho), obtendo:

$$\frac{dG}{dP_{Sin}} = -\frac{G-1}{P_{Sin} + \frac{P_{Sat}}{G}} \quad (39)$$

para então integrar esta equação de 0 até I , sendo que I é dado por:

$$I = \frac{P_{in}}{Step} \quad (40)$$

A rotina para se calcular o valor do ganho é:

$$dG_i = \frac{G_0 - 1}{i * Step + \frac{P_{Sat}}{G_0}} \quad \text{onde } i \text{ varia de } 0 \text{ até } I \quad (41)$$

Com o valor de dG para cada i , calcula-se o valor do ganho máximo:

$$G_0 = G_0 + \sum_{i=0}^I dG_i * Step \quad (42)$$

Multiplicando-se o valor do ganho máximo pelo valor do ganho normalizado apresentado na Figura 6, tem-se o ganho para cada comprimento de onda. Assim, para um ganho máximo calculado pela equação (42) de 30 dB, tem-se o gráfico da Figura 16, como resposta de ganho do amplificador.

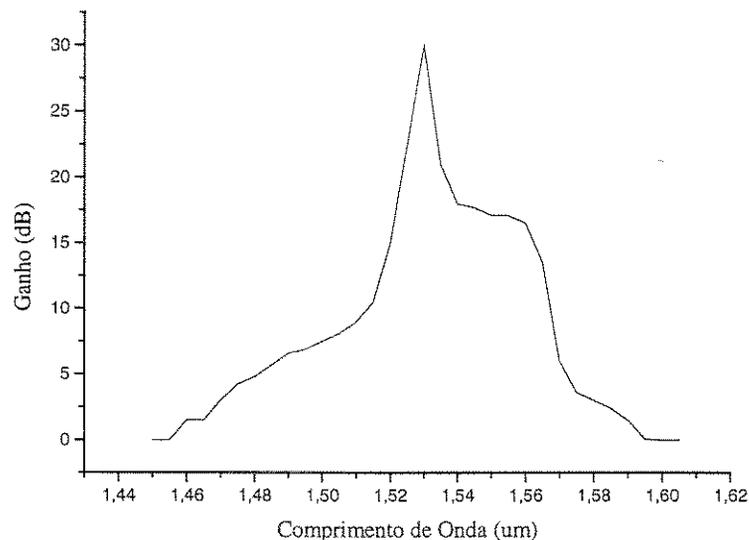


Figura 16 – Curva de ganho para o amplificador.

- Ruído

O ruído de emissão espontânea amplificada (ASE) foi modelado como ruído branco, isto é, com distribuição plana ao longo do espectro. São geradas componentes espectrais cujas partes real e imaginária são variáveis aleatórias de distribuição gaussiana. O valor da ASE gerada no amplificador é dado por:

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

$$P_{sp} = N_{sp}(G-1)h\nu\Delta\nu \quad (43)$$

onde $\Delta\nu$ é a largura de banda do espectro que será amplificada. O valor da ASE é somado, em cada instante de tempo, com o valor do campo elétrico amplificado.

O valor da figura de ruído gerada pelo amplificador é dada por

$$NF = 10\log_{10}(2N_{sp}) \quad (44)$$

3.2.5 - Resultados

Nesta seção, são apresentados alguns resultados obtidos do amplificador. Os primeiros resultados foram obtidos utilizando-se a curva de ganho da Figura 6. Para obtenção destes resultados utiliza-se o sistema com dois canais mostrado na Figura 17. Este sistema será utilizado para exemplificar as diferenças entre a curva de ganho normalizada dada pelo parâmetro *Normalized_Gain_Spectra* e a curva de ganho dada pelo parâmetro *Wavelength_Flat_Gain*.

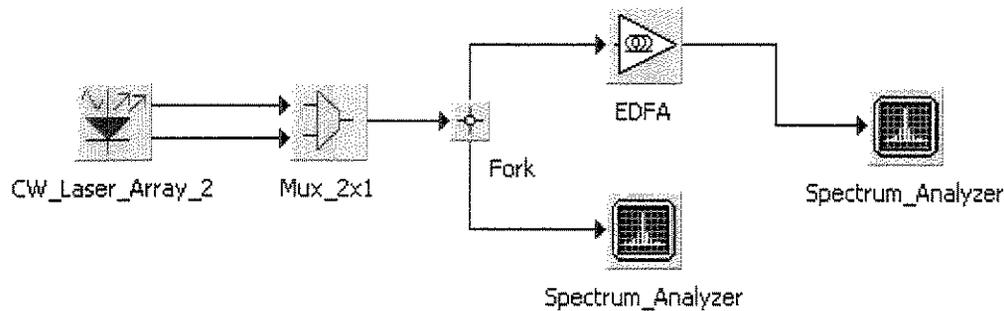


Figura 17 – Sistema de 2 canais CW utilizando o amplificador óptico.

O sistema consiste de um laser CW de dois canais, que gera sinais espaçados de 3 nm nos comprimentos de onda de 1540 nm e 1543 nm (região do espectro onde o ganho é plano), com potência de -30 dBm; um duplicador utilizado para gerar amostras para o EDFA e para o analisador de espectro; e analisadores de espectro, um antes do EDFA e outro após, utilizados para visualizar o sinal no domínio da frequência. A descrição com maiores detalhes de cada um destes modelos, exceto do EDFA, pode ser obtida consultando-se o Apêndice A.

Os dois sinais CW gerados pelo laser podem ser visualizados na Figura 18.

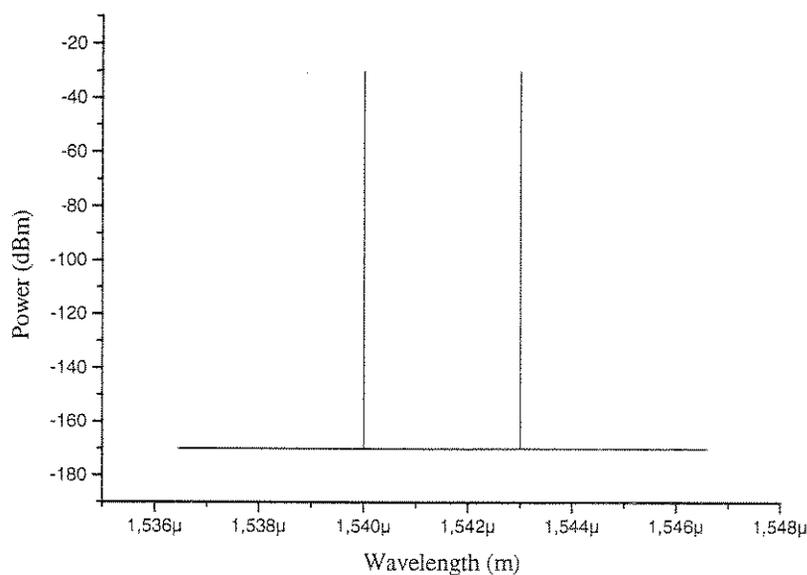


Figura 18 – Sinais de entrada no amplificador óptico. Potência de -30 dBm para cada canal.

No primeiro caso, os dois canais serão amplificados utilizando-se a curva de ganho normalizada fornecida pelo parâmetro *Normalized_Gain_Spectra*, conforme Figura 6. Utilizando-se a equação (42) para calcular o ganho máximo saturado, dado que o valor do ganho desejado para o amplificador (parâmetro *Gain*) foi de 45 dB, obtém-se o valor de 41,5 dB como ganho máximo no comprimento de onda de 1530 nm. O valor do ganho aproximado para a região plana do espectro foi de 23,89 dB. A curva de ganho saturada pode ser visualizada na Figura 19.

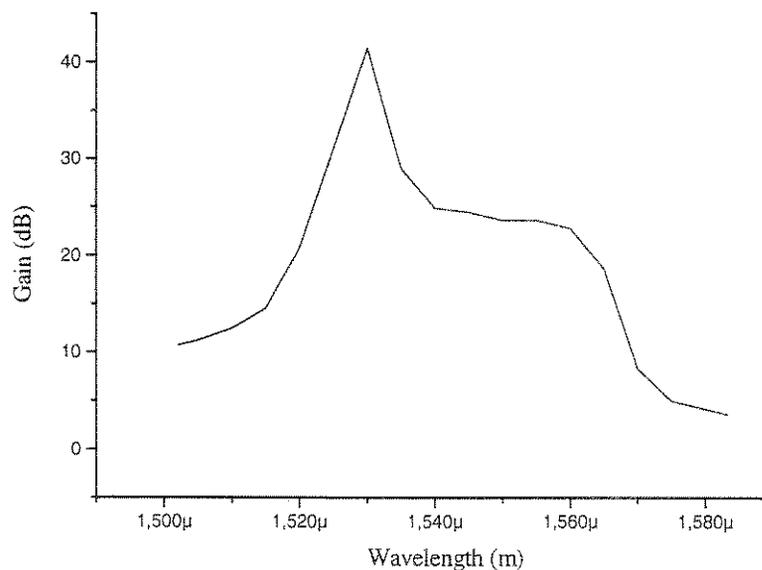


Figura 19 – Curva de ganho normalizada. Ganho máximo de 41,56 dB para comprimento de onda de 1530nm.

O resultado gerado pelo amplificador pode ser visualizado na Figura 20. Os valores de pico dos dois canais foram $-5,15$ e $-5,48$ dBm para os comprimentos de onda de 1540 e 1543 nm, respectivamente. Assim, para o primeiro canal tem-se um ganho de $24,85$ dB enquanto para o segundo canal o ganho foi menor, de $24,52$ dB. Os valores dos ganhos são próximos porque os canais estão localizados na região do espectro onde o ganho é plano.

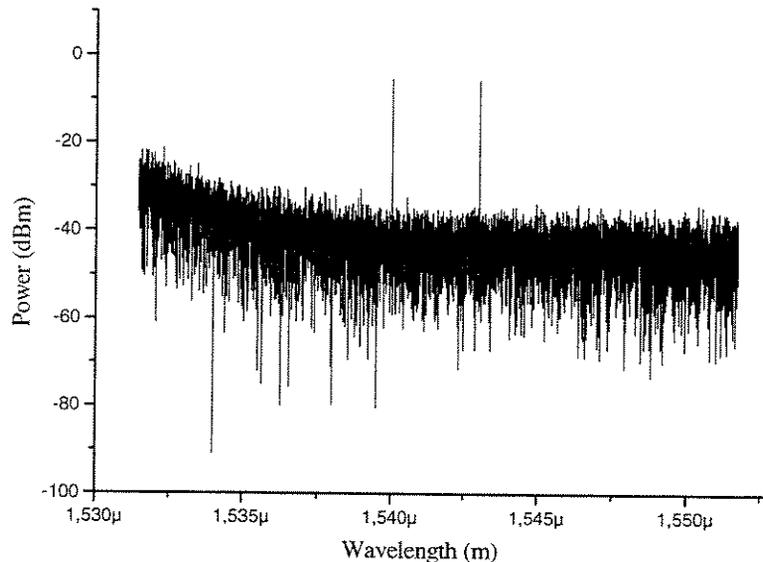


Figura 20 – Sinal na saída do amplificador.

No segundo caso, os dois canais serão amplificados utilizando-se a curva de ganho normalizada fornecida pelo parâmetro *Wavelength_Flat_Gain*, gerada pela equação (37) e que pode ser visualizada na Figura 21. Novamente deve-se calcular o valor do ganho máximo saturado que será utilizado na equação (37). Dado que o valor do ganho desejado para o amplificador (parâmetro *Gain*) foi de 30 dB, obtém-se o valor de $28,4$ dB. Essa curva de ganho aplainada é uma característica física encontrada em alguns amplificadores a fibra dopada^[2]. Este modelo gera esta curva aplainada sem a necessidade de se entrar com os valores através do parâmetro *Normalized_Gain_Spectra*.

O resultado gerado pelo amplificador pode ser visualizado na Figura 22. Os valores de pico dos dois canais foram de $-1,66$ e $-1,73$ dBm para os comprimentos de onda de 1540 e 1543 nm, respectivamente. Assim, para o primeiro canal obteve-se um ganho de $28,34$ dB enquanto para o segundo canal o ganho foi de $28,27$ dB. Esta diferença entre os ganhos em cada canal é causada pela inserção aleatória de ruído que ocorre no amplificador.

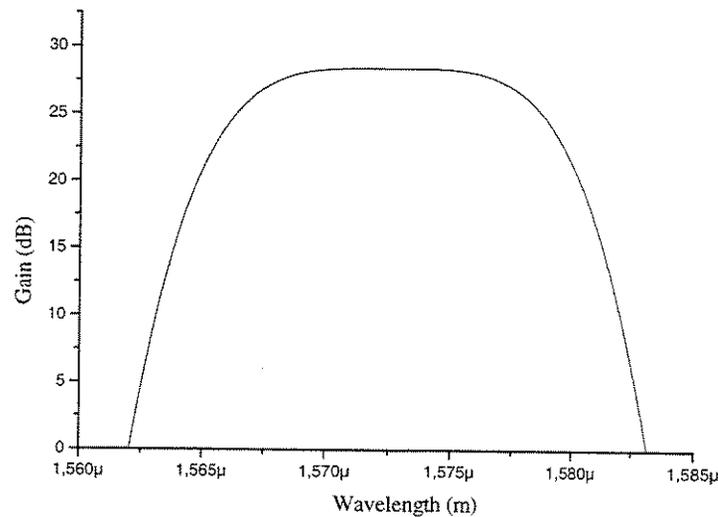


Figura 21 – Curva de ganho gerada pela equação (37).

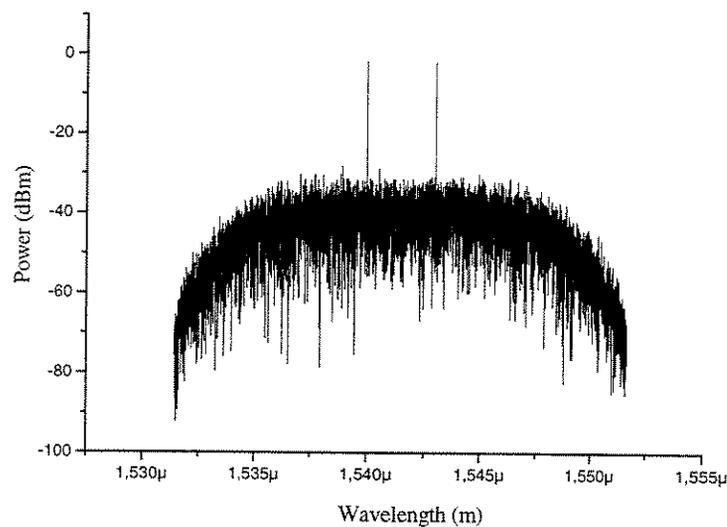


Figura 22 – Sinal de saída do amplificador.

Para os gráficos apresentados nas figuras Figura 23, Figura 24 e Figura 25 utilizou-se apenas 1 canal, no comprimento de onda de 1540 nm, já que o que interessava para a obtenção destes gráficos é o valor da potência total de entrada, não interessando o número de canais. Os resultados são todos referentes ao comprimento de onda de 1540 nm, onde o ganho máximo foi de 30 dB. Para tanto, utilizou-se o valor de 50 dB para o parâmetro *Gain*, uma vez que o valor de ganho no comprimento de onda de 1540 nm é 60% do valor do ganho máximo em 1530 nm.

O gráfico da Figura 23 apresenta a relação entre o ganho e a potência de entrada em dBm. Para obterem-se esses dados foram feitas 40 simulações, variando-se o valor da potência de entrada

no amplificador. Para tanto utilizou-se a opção *N Times* disponível no SimNT, que vai variando o parâmetro selecionado automaticamente a partir dos valores fornecidos pelo usuário.

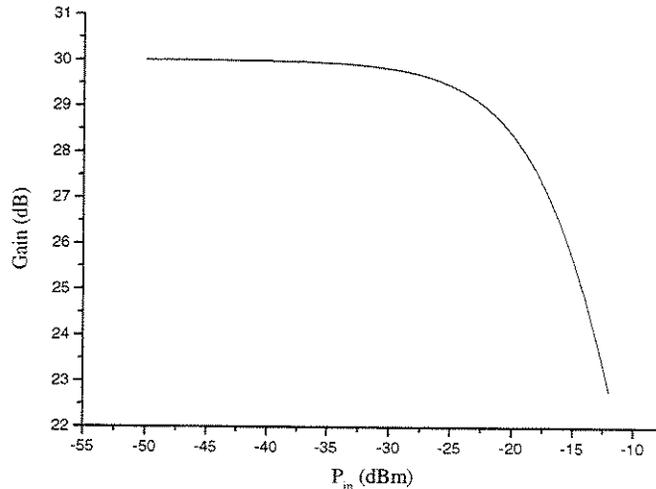


Figura 23 – Gráfico relacionando o ganho do amplificador com sua potência de entrada.

Na Figura 24 tem-se a relação entre o ganho e a potência de saída do amplificador. Os dados da potência de saída foram obtidos somando-se o valor do ganho com a potência de entrada. Neste gráfico pode-se observar o valor da potência de saturação de saída, no caso 10 dBm. Esta potência é definida como o valor de potência de saída onde o ganho máximo caiu em 3 dB.

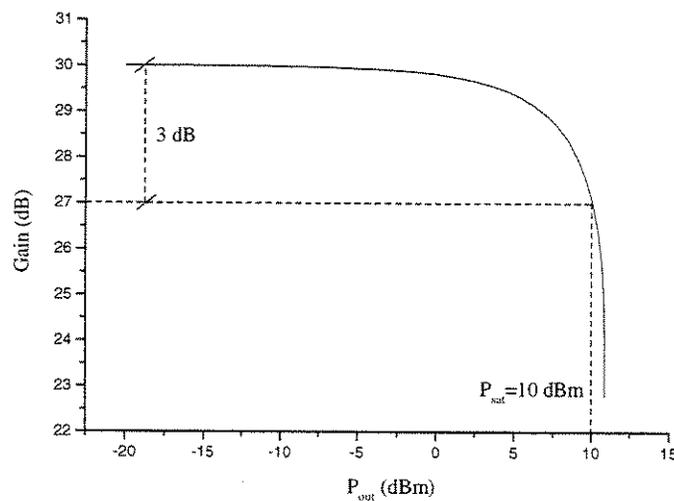


Figura 24 – Relação entre o ganho e a potência de saída.

Na Figura 25 pode-se observar a relação entre a potência de saída e a potência de entrada do amplificador. Pode-se observar que o valor da potência de saída tende a se estabilizar para valores superiores à potência de saturação.

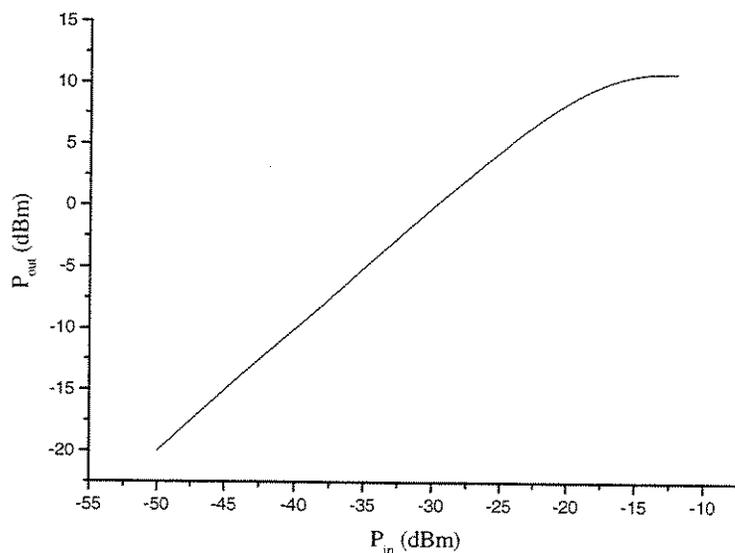


Figura 25 – Relação entre a potência de entrada e a potência de saída do amplificador.

Para finalizar, tem-se na Figura 26 o ruído que é gerado pelo amplificador.

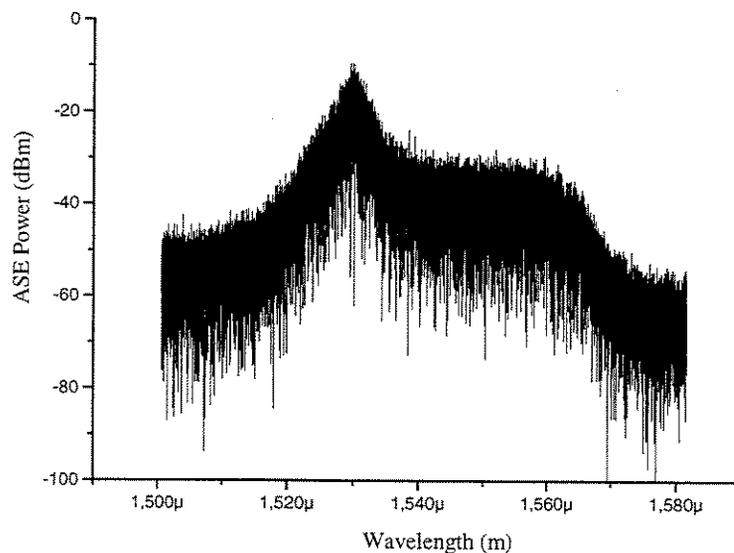


Figura 26 - ASE gerado pelo amplificador.

No Capítulo 4, são feitas algumas simulações utilizando-se este amplificador em enlaces ópticos.

3.3 - Modelamento com Resultados Baseados na Resolução Numérica das Equações de Taxa

O modelamento que agora será desenvolvido também foi realizado considerando as equações de taxa de população de íons de Er^{3+} , e descrevem o crescimento da população de portadores nas diversas camadas energéticas do Érbio^[3]. Este modelo foi baseado no modelamento apresentado por Desurvire^[3]. O diagrama simplificado dos níveis de energia do érbio pode ser visualizado na Figura 27.

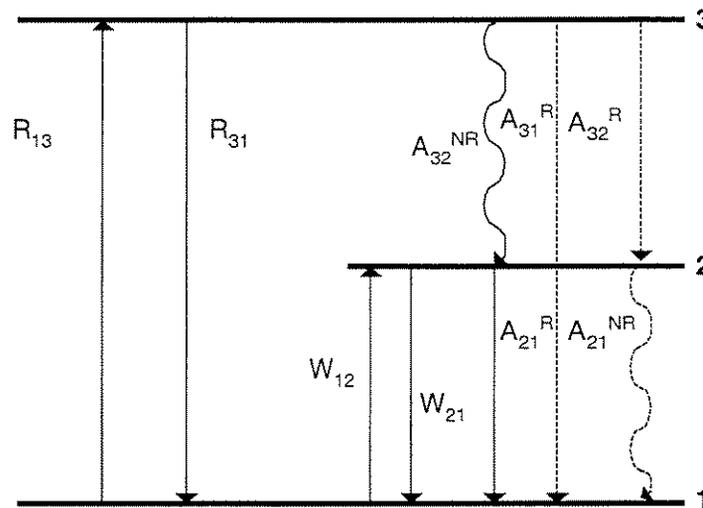


Figura 27 – Diagrama simplificado dos níveis de energia do érbio.

Por definição, o nível 1 corresponde ao nível fundamental, o 2 ao metaestável, que é caracterizado por possuir um longo tempo de vida, e o 3 ao nível de bombeio. Os níveis de transição de maior interesse novamente são o nível fundamental e o metaestável, mas o nível de bombeio também será considerado, diferentemente do modelamento anterior, onde somente os dois primeiros níveis foram utilizados.

A taxa de bombeamento entre os níveis 1 e 3 é representada pela variável R_{13} , enquanto a variável R_{31} representa a taxa de emissão estimulada entre esses níveis. Existem 2 possibilidades de decaimento espontâneo para o nível de bombeio, a radiativa ($A_{32}^R + A_{31}^R$) e a não radiativa (A_{32}^{NR}). O decaimento espontâneo do nível 3 é tratado como sendo predominantemente não radiativo ($A_{32} = A_{32}^{NR}$) e por isso é desconsiderado. As taxas de emissão e absorção estimulada entre os níveis 1 e 2 (${}^4I_{15/2}$ e ${}^4I_{11/2}$) são representadas por W_{12} e W_{21} . O decaimento espontâneo radiativo e não radiativo do estado excitado no nível 2 é dado pela soma de A_{21}^R e A_{21}^{NR} , sendo que $A_{21}^R = 1/\tau$, onde τ corresponde ao tempo de vida. Assume-se que o decaimento do estado metaestável é essencialmente

radiativo ($A_{21} = A_{21}^R$). O decaimento radioativo é responsável por gerar os fótons enquanto no decaimento não radioativo, a energia gerada é perdida. Por isso, no decaimento espontâneo do estado metaestável ocorre a geração da ASE, o que não ocorre para o nível 3, já que o decaimento é predominantemente não radiativo.

Define-se ρ como sendo a densidade de íons e N_1 , N_2 e N_3 como as densidades fracionais, ou população, de íons em cada um dos estados. Como um íon de érbio somente pode ocupar um dos níveis por vez, a soma das densidades em cada nível resulta na densidade total de érbio na fibra, que é invariável. Sendo assim, a concentração total de íons é dada pela soma da população em cada estado,

$$\rho = N_1 + N_2 + N_3 \quad (45)$$

Antes de escrevermos as equações de taxa para cada estado, será adicionado um quarto estado, com população N_4 , que representa o efeito da absorção do estado excitado de bombeio, ESA, que é relevante em alguns comprimentos de onda de bombeio. Assim,

$$\rho = N_1 + N_2 + N_3 + N_4 \quad (46)$$

Definindo $P_s^+(z, \nu)$ e $P_s^-(z, \nu)$ como as potências ópticas propagante (*forward*) e contra-propagante (*backward*) para a frequência ν em um intervalo $\Delta\nu$ de simulação e para uma coordenada longitudinal z da fibra, que correspondem as potências dos sinais propagando-se em direções opostas na fibra, pode-se escrever a equação de evolução de $P_s^\pm(z, \nu)$ para o estado estacionário ao longo do comprimento da fibra como:

$$\frac{dP_s^+(z, \nu)}{dz} = +\{\gamma_e(z, \nu)[P_s^+(z, \nu) + P_0] - \gamma_a(z, \nu)P_s^+(z, \nu)\} \quad (47)$$

$$\frac{dP_s^-(z, \nu)}{dz} = -\{\gamma_e(z, \nu)[P_s^-(z, \nu) + P_0] - \gamma_a(z, \nu)P_s^-(z, \nu)\} \quad (48)$$

com $\gamma_e(z, \nu)$ e $\gamma_a(z, \nu)$ sendo, respectivamente, os coeficientes de emissão e absorção espectral, que são proporcionais às seções transversais de emissão e absorção, conforme Figura 4. Pode-se observar que estas equações são dependentes da frequência e do ponto z . Isto significa dizer que, para cada valor de z são feitos os cálculos para todas as frequências do espectro, isto é, se o espectro recebido contém 10000 pontos e a fibra é dividida em 100 partes (dz), as equações acima são resolvidas 1×10^6 vezes.

O valor do ruído de emissão espontânea ASE é dado pela equação (49) e corresponde à potência de 2 fótons por unidade de frequência em uma largura de banda $\Delta\nu$.

$$P_0 = 2h\nu_s \Delta\nu \quad (49)$$

Pode-se observar a semelhança entre as equações (49) e (43). A diferença está no fato de que a equação (43) é multiplicada pelo valor do ganho do amplificador enquanto que, para este modelamento, a ASE é amplificada durante as iterações juntamente com o sinal.

Além do sinal recebido e do ruído, o sinal do bombeio também sofre alterações ao longo da fibra. A evolução da potência de bombeio, $P_p(z)$, em relação à coordenada z da fibra é dada por:

$$\frac{dP_p(z)}{dz} = -\gamma_p(z)P_p(z) \quad (50)$$

onde $\gamma_p(z)$ é o coeficiente de absorção do bombeamento, o qual inclui os efeitos da absorção dos estados excitado e fundamental.

As expressões para os coeficientes de emissão e absorção que aparecem nas equações (47), (48) e (50), são obtidas da seguinte forma:

$$\frac{dN_1}{dt} = A_{21}N_2 + W_{21}N_2 - W_{12}N_1 - R(N_1 - N_3) \quad (51)$$

$$\frac{dN_2}{dt} = A_{32}N_3 - A_{21}N_2 - W_{21}N_2 + W_{12}N_1 \quad (52)$$

$$\frac{dN_3}{dt} = -A_{32}N_3 + A_{43}N_4 + R(N_1 - N_3) \quad (53)$$

$$\frac{dN_4}{dt} = -A_{43}N_4 + R'(N_2 - N_4) \quad (54)$$

onde R é a taxa de bombeio no nível fundamental e R' é a taxa de ESA do estado metaestável.

Para solucionar estas equações, elas são consideradas em um regime estacionário, onde a população nos níveis é invariante com o tempo, isto é, $dN_i/dt=0$. Assim,

$$A_{21}N_2 + W_{21}N_2 - W_{12}N_1 - R(N_1 - N_3) = 0 \quad (55)$$

$$A_{32}N_3 - A_{21}N_2 - W_{21}N_2 + W_{12}N_1 = 0 \quad (56)$$

$$-A_{32}N_3 + A_{43}N_4 + R(N_1 - N_3) = 0 \quad (57)$$

$$N_4 = \rho - N_1 - N_2 - N_3 \quad (58)$$

Fazendo as substituições necessárias, isto é, a equação (58) na equação (57), depois a (57) na (56) e por último a (56) na (55), obtém-se o valor de N_1 , que será utilizado para calcular N_2 , N_3 e N_4 . Os valores das populações N_1 , N_2 e N_3 são dados por:

$$N_1 = \rho \frac{\alpha\beta - \kappa(\alpha R' + A_{32}A_{43})}{\beta(R + \alpha) + (\alpha W_{12} + RA_{32})(1 + \kappa) + \kappa[A_{43}(W_{12} - A_{32}) - R'(R + \alpha)]} \quad (59)$$

$$N_2 = \rho \frac{\alpha W_{12} + RA_{32}}{\beta(R + \alpha) + (\alpha W_{12} + RA_{32})(1 + \kappa) + \kappa[A_{43}(W_{12} - A_{32}) - R'(R + \alpha)]} \quad (60)$$

$$N_3 = \rho \frac{R\beta + \kappa(RR' + W_{12}A_{43})}{\beta(R + \alpha) + (\alpha W_{12} + RA_{32})(1 + \kappa) + \kappa[A_{43}(W_{12} - A_{32}) - R'(R + \alpha)]} \quad (61)$$

onde, $\alpha = R + A_{32}$, $\beta = W_{21} + A_{21} + R'$ e $\kappa = R' / (A_{43} + R')$. Criando algumas novas variáveis, pode-se rescrever as equações (59)-(61).

$$N_1 = \rho \frac{[1 + W_{21}\tau + R'\tau(1 - \kappa)](1 + \varepsilon R\tau) - R''\tau}{[1 + W_{21}\tau + R'\tau(1 - \kappa)](1 + 2\varepsilon R\tau) + (1 + \kappa)[(1 + \varepsilon R\tau)W_{12}\tau + R\tau] + R''\tau(\varepsilon W_{12}\tau - 1)} \quad (62)$$

$$N_2 = \rho \frac{R\tau + W_{12}\tau(1 + \varepsilon R\tau)}{[1 + W_{21}\tau + R'\tau(1 - \kappa)](1 + 2\varepsilon R\tau) + (1 + \kappa)[(1 + \varepsilon R\tau)W_{12}\tau + R\tau] + R''\tau(\varepsilon W_{12}\tau - 1)} \quad (63)$$

$$N_3 = \rho \frac{\varepsilon R\tau[1 + W_{21}\tau + R'\tau(1 - \kappa)] + \varepsilon'R'\tau}{[1 + W_{21}\tau + R'\tau(1 - \kappa)](1 + 2\varepsilon R\tau) + (1 + \kappa)[(1 + \varepsilon R\tau)W_{12}\tau + R\tau] + R''\tau(\varepsilon W_{12}\tau - 1)} \quad (64)$$

onde, $R'' = R' / (\varepsilon'R'\tau + 1)$, $\varepsilon = A_{21}/A_{32}$, $\varepsilon' = A_{21}/A_{43}$ e $\tau = 1/A_{21}$.

A taxa de decaimento para os níveis $A_{i,i-1}$ com $i \geq 3$ é essencialmente não radiativa e muito menor que a taxa de decaimento A_{21} . As aproximações $A_{21}/A_{32} \gg 1$ e A_{21}/A_{43} são desta forma justificáveis. Os valores de ε , ε' e κ aproximam-se de zero. Utilizando-se estas aproximações, obtém-se^[1]:

$$N_1 = \rho \frac{1 + W_{21}\tau}{1 + W_{21}\tau + W_{12}\tau + R\tau} \quad (65)$$

$$N_2 = \rho \frac{R\tau + W_{12}\tau}{1 + W_{21}\tau + W_{12}\tau + R\tau} \quad (66)$$

$$N_{3,4} \approx 0 \quad (67)$$

As densidades populacionais dos níveis 3 e 4 ficam próximas de zero, por causa da predominância de decaimento não radiativo. O tempo de vida é muito baixo, deixando estes níveis praticamente vazios.

Assumindo uma transição entre níveis puramente homogênea, as taxas de emissão estimulada podem ser expressas por^[3]:

$$W_{12,21} = \frac{I_s(x, y, z)}{2I_{12,21}^{Sat}(v)} \quad (68)$$

onde, $I_s(x, y, z)$ é a soma da intensidade dos sinais propagante e contra-propagante para o ponto (x, y, z) e I^{Sat} é a intensidade de saturação que é definida por:

$$I_{12,21}^{Sat}(\nu) = \frac{h\nu_s}{\sigma_{a,e}(\nu)\tau} \quad (69)$$

onde, ν_s é o valor da frequência do sinal e $\sigma_{a,e}$ são os valores das seções transversais de absorção e emissão.

Considerando uma distribuição uniforme do sinal e do bombeio, $\psi_{p,s}(r, \theta)$, de modo que,

$$I_{p,s}(x, y, z) = P_{p,s}(z)\psi_{p,s}(r, \theta) \quad (70)$$

com

$$\begin{aligned} \psi_{p,s}(r, \theta) &= \frac{1}{\pi a_{p,s}^2} && \text{para } r \leq a_{p,s} \\ \psi_{p,s}(r, \theta) &= 0 && \text{para } r > a_{p,s} \end{aligned} \quad (71)$$

onde $P_{p,s}(z)$ são as potências de bombeio e sinal para o ponto z , e $a_{p,s}$ correspondem aos raios efetivos. A distribuição da densidade é uniforme, com $\rho(r) = \rho$ para todo o $r \leq a$ e $\rho(r) = 0$ para $r > a$, onde a é o raio do núcleo da fibra. Após estas definições pode-se calcular o valor dos coeficientes de emissão e absorção, através da integração no plano transversal da fibra. O primeiro coeficiente é de absorção do bombeio:

$$\begin{aligned} \gamma_p(z) &= \sigma_p \int \int (N_1 - N_3)(r, \theta, z) \psi_p(r, \theta) r dr d\theta + \\ &\quad \sigma_{ESA} \int \int (N_2 - N_4)(r, \theta, z) \psi_p(r, \theta) r dr d\theta \\ \gamma_p(z) &= \rho \sigma_p \Gamma_p \frac{1 + V_{21}(\nu) + \delta[U + V_{12}(\nu)]}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\nu)} \end{aligned} \quad (72)$$

Agora serão calculados os coeficientes de emissão e absorção para o sinal:

$$\begin{aligned} \gamma_a(z, \nu) &= \sigma_a(\nu) \int \int N_1(r, \theta, z) \psi_s(r, \theta) r dr d\theta \\ \gamma_a(z, \nu) &= \rho \sigma_a(\nu) \Gamma_s \frac{1 + V_{21}(\nu)}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\nu)} \end{aligned} \quad (73)$$

$$\begin{aligned} \gamma_e(z, \nu) &= \sigma_e(\nu) \int \int N_2(r, \theta, z) \psi_s(r, \theta) r dr d\theta \\ \gamma_e(z, \nu) &= \rho \sigma_e(\nu) \Gamma_s \frac{1 + V_{12}(\nu)}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\nu)} \end{aligned} \quad (74)$$

Deve-se observar que o coeficiente para o bombeio é dependente apenas da coordenada z , referente a posição da fibra, enquanto os coeficientes de emissão e absorção do sinal são dependentes da

coordenada z e também da frequência. Os valores de $\sigma_a(\nu)$ e $\sigma_e(\nu)$ são as seções transversais de absorção e emissão, sendo seus valores obtidos do gráfico apresentado na Figura 5, que é reproduzido na Figura 28. Este gráfico é obtido a partir de amostras interpoladas da Figura 4. A variável σ_{esa} é a seção transversal de absorção do bombeamento do estado excitado com,

$$\delta = \frac{\sigma_{ESA}}{\sigma_p} \quad (75)$$

$$U = \frac{P_p(z)}{P_p^{th}} \quad (76)$$

$$V_{12,21} = \frac{P_s^+(z) + P_s^-(z)}{2P_{12,21}^{Sat}} \quad (77)$$

sendo que

$$P_p^{th} = I_p^{th} \pi a_p^2 \quad (78)$$

$$P_{12,21}^{Sat} = I_{12,21}^{Sat} \pi a_s^2 \quad (79)$$

e o valor do limiar de intensidade do bombeio é dado por:

$$I_p^{th} = \frac{h\nu_p}{\sigma_p \tau} \quad (80)$$

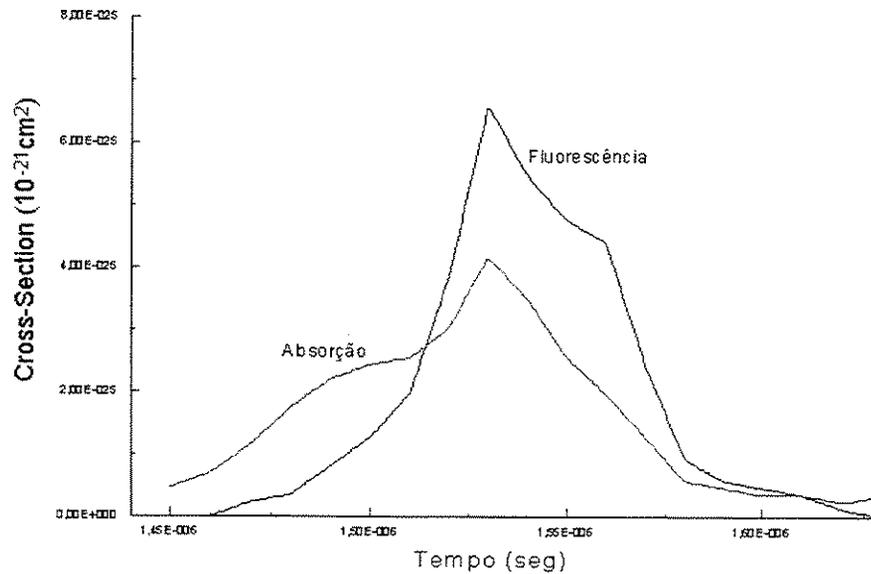


Figura 28 – Espectro das seções transversais de emissão e absorção de um EDFA^[3].

Assim, todas as variáveis que serão utilizadas para o cálculo das equações (47), (48) e (50) estão definidas.

3.3.1 - Modelamento Para o SimNT

Definida as equações que representam a propagação do sinal e do bombeio ao longo da fibra, bem como suas variáveis, o próximo passo é estabelecer uma metodologia para solucionar estas equações diferenciais ordinárias. A metodologia por nós escolhida será apresentada na sequência, sendo que para a resolução das equações de propagação foi utilizado o método de *Runge-Kutta* de quarta ordem de passo adaptativo, onde é feito um controle automático do passo^[24].

Propriedades Recebidas pelo Modelo

Para o funcionamento do modelo é necessário que este receba algumas propriedades geradas pelos modelos de dispositivos anteriores ao EDFA, que estão sendo utilizados na simulação do sistema. As propriedades necessárias para o funcionamento do modelo do *EDFA* são:

1. ***Center_Frequency***: frequência central do espectro. Será utilizada para calcular a potência média de emissão espontânea e para gerar as frequências do espectro recebido, entre outras funções;
2. ***Domain***: tipo do domínio dos dados recebidos. Pode ser *Time* ou *Frequency*. Se o domínio recebido não for *Time* ocorrerá um erro no modelo e a simulação será abortada;
3. ***Bit_Rate***: é a taxa de bits de transmissão que está sendo utilizada pelo sistema. Maiores explicações sobre esta propriedade e sobre quem a gera podem ser encontradas no Apêndice A;
4. ***Frequency_Channels***: esta propriedade gera o valor da frequência de cada canal do sistema. Ela é gerada por todos os componentes que fazem acoplamento de sinais, como multiplexadores e acopladores. Se o modelo do EDFA estiver sendo utilizado para simular um enlace com apenas 1 canal, nenhum dispositivo acoplador de sinais será utilizado e, conseqüentemente, essa propriedade não será gerada. Nesta situação, o amplificador utilizará o valor da frequência central do espectro como o único canal presente no espectro. A posição dos canais no espectro é importante, pois é a partir destes valores que é calculada a curva de ganho espectral, como será demonstrado adiante;

5. **Sample_Rate:** será utilizado para gerar as frequências do espectro recebido, pela seguinte equação:

$$\lambda_i = \frac{c}{\text{Center_Frequency} + \text{Sample_Rate} / 2 + i \frac{\text{Sample_Rate}}{\text{Size}}} \quad (81)$$

onde, i varia de 0 a $\text{Size}-1$, c é a velocidade da luz e Size é o tamanho do vetor recebido pelo modelo. Maiores explicações sobre esta propriedade e sobre quem a gera podem ser encontradas no Apêndice A.

Parâmetros Locais Gerados Pelo Modelo

Os parâmetros locais são os fatores que determinam o funcionamento do amplificador. Estes parâmetros são apresentados na Tabela 2.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>AE_Spectrum</i>		Matriz 3x19
<i>ASE</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	500 GHz (<i>Off</i>)
<i>Bandwidth</i>	GHz, nm ou % <i>Sample_Rate</i>	0.75 % <i>Sample_Rate</i>
<i>Delta</i>		0.5
<i>Delta_Z</i>		128
<i>Gain</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	30 dB (<i>Off</i>)
<i>Gamma_Pump</i>		0.37
<i>Gamma_Signal</i>		0.42
<i>L</i>		1.0m
<i>NPoints</i>		256
<i>Number_of_Itraions</i>		2
<i>Output</i>	<i>ASE, Pump</i> ou <i>Signal</i>	<i>Signal</i>
<i>Ppth</i>	dBm ou mW	8.5 dBm
<i>Ppump</i>	dBm ou mW	20 dBm
<i>Psat</i>	dBm	0 dBm
<i>Ro</i>		1e25m ⁻³
<i>Seed</i>		100
<i>SigmaP</i>		1e-25m ²
<i>Show_Message</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	<i>On</i>
<i>Wavelength_Flat_Gain</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	1550 nm (<i>Off</i>)

Tabela 2 - Parâmetros locais do EDFA.

1. ***AE_Spectrum***: espectro com as seções transversais de emissão e absorção conforme apresentado na Figura 28. Estes valores serão utilizados para a resolução das equações de propagação. Os dados são fornecidos na forma de uma matriz de 19 linhas (pode ser variado) por 3 colunas (fixo), onde na primeira coluna estão os valores dos comprimentos de onda em nm, na segunda coluna os valores da seção transversal de absorção e na terceira coluna os valores da seção transversal de emissão. Estes valores serão interpolados no número de pontos que será utilizado para integração das equações e dentro da banda espectral que está sendo simulada;
2. ***ASE***: banda de ASE desejada para a simulação do amplificador. Quando no modo *Off* a banda utilizada para o ASE é a banda de simulação, enquanto que no modo *ON* o valor do ASE será calculado a partir do valor da banda fornecida pelo usuário. O normal é este parâmetro operar no modo *Off*;
3. ***NPoints***: número de pontos utilizados para o espectro no algoritmo do EDFA. O sinal recebido pelo modelo possui um número elevado de pontos. Por exemplo, para uma simulação com 32 bits e 512 amostras por bit, teríamos um vetor de 16384 pontos, o que tornaria a simulação extremamente demorada, para não dizer inviável. Assim, é permitido ao usuário definir o número de pontos que será utilizado para o algoritmo de resolução das equações. Obs.: esta alteração no número de pontos não altera o tamanho da banda espectral utilizada;
4. ***Bandwidth***: é a largura de banda de cada canal que será utilizada para a discretização do sinal. Como será explicado posteriormente, neste modelamento é calculada uma curva de ganho baseada nos canais recebidos no espectro. Antes do espectro ser convertido em um espectro com um número de pontos reduzido (*NPoints*), é feita uma simplificação deste espectro. Como, para calcular a curva de ganho apenas os canais interessam, é feita uma integralização do espectro. Assim, os valores da potência em cada ponto próximo ao ponto onde está localizado o canal são somados, criando-se um canal com uma potência virtual. O número de pontos que será utilizado no somatório será dado pelo parâmetro *Bandwidth*. Deve-se ter um pouco de cuidado com este parâmetro pois pode-se perder pontos na integralização, resultando em uma potência de entrada menor do que a potência que realmente foi recebida. Para que o usuário possa fazer essa comparação e saber quanta potência do sinal esta sendo desprezada, são mostrados na janela de

- simulação os valores da potência antes e depois da discretização, como pode ser observado na Figura 29;
5. **Delta:** coeficiente de absorção do estado excitado. Somente será utilizado se o parâmetro *Gain* estiver no modo *Off*;
 6. **Delta_Z:** discretização ao longo da fibra. Deve-se tomar cuidado ao alterar este parâmetro. Valores elevados de *Delta_Z* fazem com que o tempo de simulação aumente consideravelmente;
 7. **Gain:** ganho desejado para o amplificador, normalizado para o comprimento de onda de 1537.5 nm;
 8. **Gamma_Pump:** fator de *overlap* do sinal de bombeio;
 9. **Gamma_Signal:** fator de *overlap* do sinal;
 10. **L:** comprimento da fibra dopada do EDFA;
 11. **Number_of_Iterations:** número de iterações do algoritmo do EDFA. O usuário pode definir quantas iterações deseja que ocorra no algoritmo do modelo. O valor de 2 iterações normalmente é mais que suficiente;
 12. **Output:** tipos de dados na saída do EDFA. Pode ser o sinal de bombeamento, o sinal amplificado ou a ASE gerada pelo amplificador;
 13. **Ppth:** limiar da potência do sinal de bombeio;
 14. **Ppump:** potência do sinal de bombeio;
 15. **Psat:** potência de saturação do amplificador;
 16. **Ro:** concentração de érbio, conforme equação (46);
 17. **Seed:** semente inicial para geração aleatória do ruído;
 18. **SigmaP:** seção transversal de absorção do sinal de bombeamento;
 19. **Wavelength_Flat_Gain:** quando no estado *ON* utilizará o ganho da frequência de referência como ganho para todas as frequências. Este parâmetro difere do modelo anterior, onde o ganho *flat* era dado pela equação (37). Aqui, o mesmo valor do ganho calculado para a frequência de referência fornecida por este parâmetro será utilizado para todas as frequências;
 20. **Show_Messages:** ativa (*ON*) ou desativa (*OFF*) a impressão das mensagens geradas pelo modelo na janela de simulação, conforme Figura 29. As mensagens são: frequência dos canais recebidos, número de pontos que será utilizado para conversão dos vetores

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

(*Bandwidth*), valor da potência média do sinal recebido, valor da potência do sinal após discretização e número de iterações do algoritmo do EDFA.

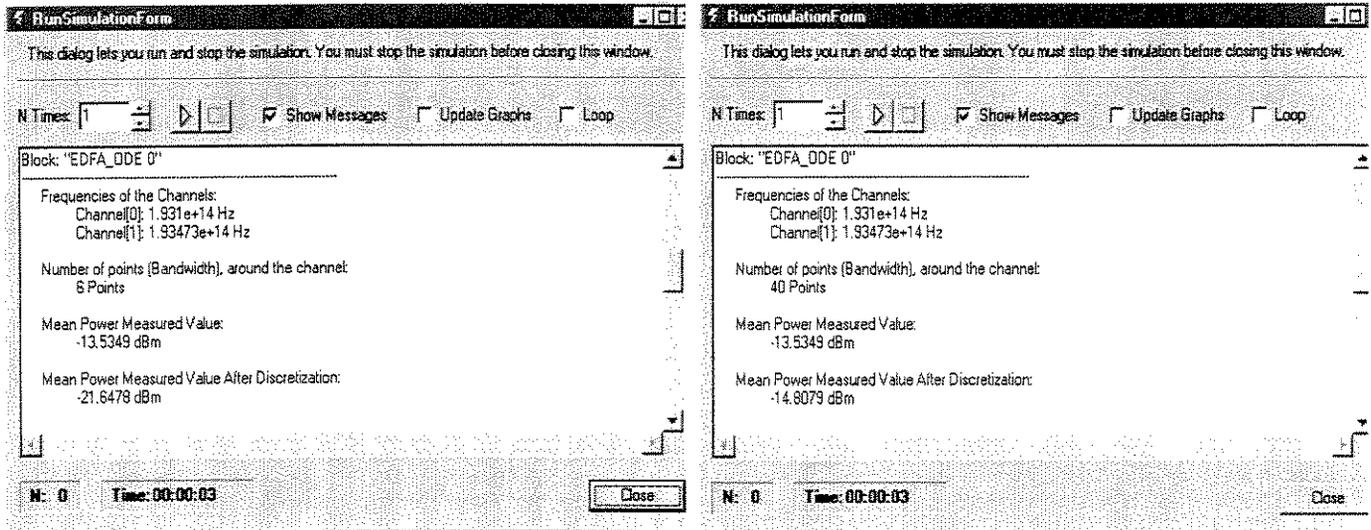


Figura 29 – Mensagens geradas da potência na janela de simulação.

Solução Numérica

O método que será apresentado para resolver numericamente as equações de propagação é válido para um sistema com sinal e bombeio co-propagantes.

As condições iniciais para a resolução numérica podem ser visualizadas na Figura 30. Os sinais vão sendo integralizados de $z=0$ até $z=L$ (comprimento da fibra). O valor de P_s^- para esta primeira integração na direção z é considerado 0, pois seu valor é desconhecido. No entanto, sabe-se que seu valor no final da fibra é igual ao valor da ASE gerada no amplificador, como veremos a seguir.

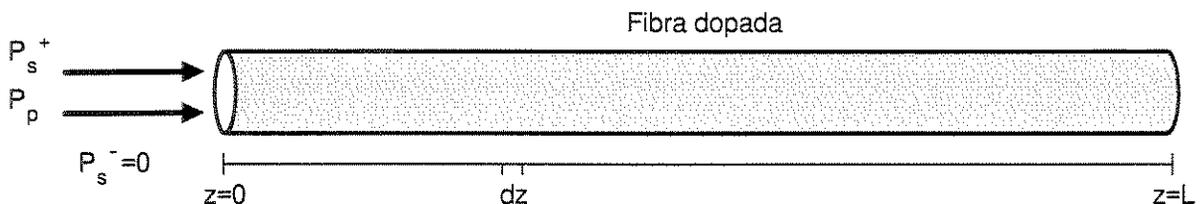


Figura 30 – Condições iniciais de P_s^+ , P_s^- e P_p .

Quando chega-se a $z=L$, final da fibra dopada, mudam-se as condições e é feito o caminho inverso. As condições para esta situação podem ser visualizadas na Figura 31. As condições de fronteira para a propagação na direção $-z$ são: $P_s^+(L)$ é o valor obtido da primeira propagação na

direção z , no ponto $z=L$; $P_p(L)$ é o valor da potência de bombeio após a propagação na direção z , sendo que após a propagação na direção $-z$ o valor da potência de bombeio deve ser próxima ao valor da potência de bombeio em $z=0$; o valor de P_s^- na direção $-z$ é o valor da ASE dada pela equação (49).

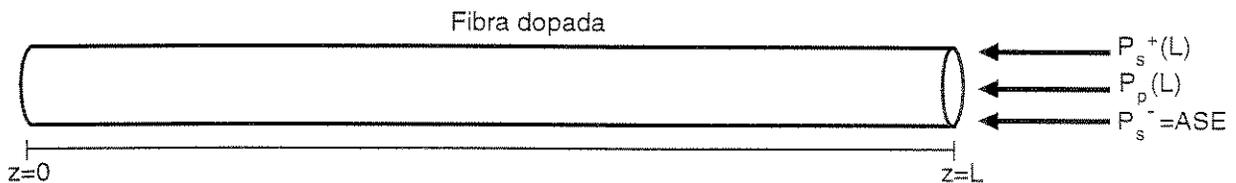


Figura 31 – Condições de fronteira para a propagação na direção $-z$.

Após a integração na direção $-z$ obtém-se os valores das três potências para $z=0$. O valor da potência de bombeio é substituído por seu valor inicial. O valor de P_s^- e P_s^+ para a integração na direção $+z$ será o valor fornecido da integração na direção $-z$. A partir de agora são feitas várias integrações nas direções $+z$ e $-z$, sequencialmente, até que o valor obtido $P_s^+(L)$ da iteração anterior seja próximo ao valor obtido nesta iteração, dependendo da precisão desejada. As várias simulações que foram feitas utilizando-se este modelo, demonstraram que a realização de duas iterações, após a primeira integração na direção $+z$ e $-z$, são suficientes não havendo alterações significativas no valor de P_s^+ para o ponto $z=L$.

Descrição do Funcionamento Interno do Modelo

Após ser recebido pelo modelo, o sinal é convertido para o domínio da frequência onde é calculada a sua potência em cada ponto. A partir do espectro, com o valor da potência já calculado, os canais são integrados utilizando-se o parâmetro *Bandwidth*. Assim, a partir de um espectro como o mostrado na Figura 32, contendo 4 canais, chega-se ao espectro apresentado na Figura 33, onde somente existe sinal nos pontos onde localizam-se os canais.

Como já foi dito anteriormente, deve-se ter um cuidado especial com o parâmetro *Bandwidth*, para que o número de pontos para integralizar não fique muito pequeno, desprezando uma boa parte da potência do sinal, ou muito grande, podendo ocorrer casos onde canais vizinhos seriam integralizados em um mesmo ponto.

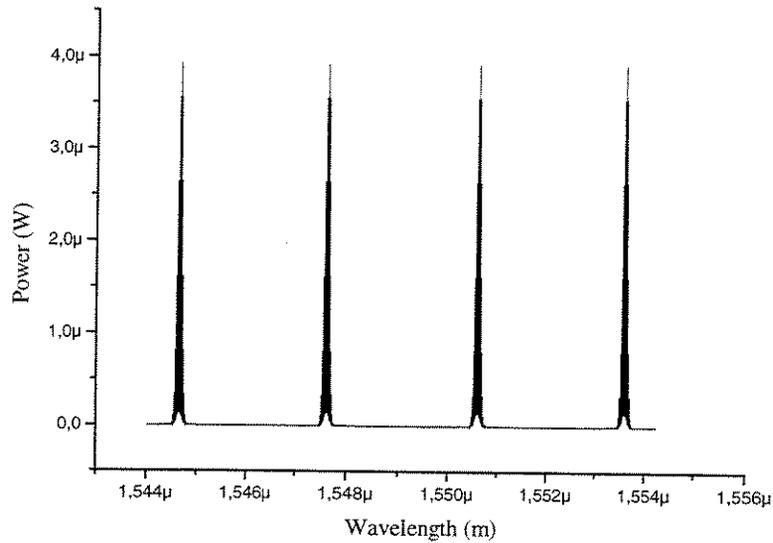


Figura 32 – Espectro recebido pelo modelo.

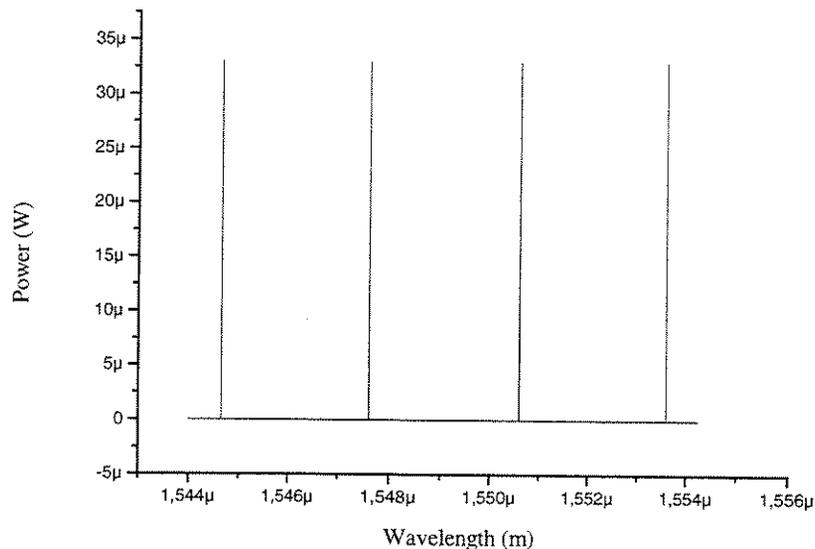


Figura 33 – Espectro gerado pelo modelo após integrar canais em uma banda fornecida pelo parâmetro *Bandwidth*.

O próximo passo é criar um espectro com a mesma largura de banda do espectro recebido, mas com um número bem inferior de pontos. Como já foi dito anteriormente, trabalhar com um número de pontos elevado (como normalmente é o número de pontos recebido pelo modelo) para o espectro acaba tornando também elevado o custo computacional da simulação. A necessidade de se operar com um número menor de pontos torna-se indispensável. Para tanto, inicialmente é criado um vetor de pontos (*Xdata_NPoints*) a partir da equação (81) sendo que o valor da variável *Size* é dado pelo parâmetro *NPoints*.

Como os valores das frequências dos canais são previamente conhecidos, já que o modelo recebe estes dados através da propriedade *Frequency_Channels*, é feita uma varredura do vetor criado procurando essas frequências (quando existe mais de 1 canal). Para cada frequência, o valor da potência é substituído pelo valor da potência integralizada, conforme espectro da Figura 33. É criado um índice onde são armazenados os pontos equivalentes a estas frequências (por exemplo, o ponto 80 do vetor é equivalente a frequência 193100 GHz, o ponto 110 à frequência 193473 GHz e assim por diante para todos os canais. Agora tem-se o mesmo espectro apresentado na Figura 33, mas com um número bem menor de pontos.

Esse espectro é utilizado para resolução das equações de propagação como sendo o valor inicial de P_s^+ . Após as n iterações, além do valor de $P_s^+(L)$, os valores da ASE e da potência de bombeamento também são disponibilizados.

Após a resolução das equações de propagação volta-se ao espectro com o número de pontos original. Para isso, é feito uma interpolação do resultado das equações de propagação. O próximo passo é obter a curva de ganho do amplificador. Inicialmente calcula-se o ganho apenas nos pontos onde estão localizados os canais. O ganho é obtido fazendo a diferença entre o espectro em dBm, após a resolução das equações de propagação, Figura 35, com o valor em dBm do espectro apresentado na Figura 33, conforme Figura 34.

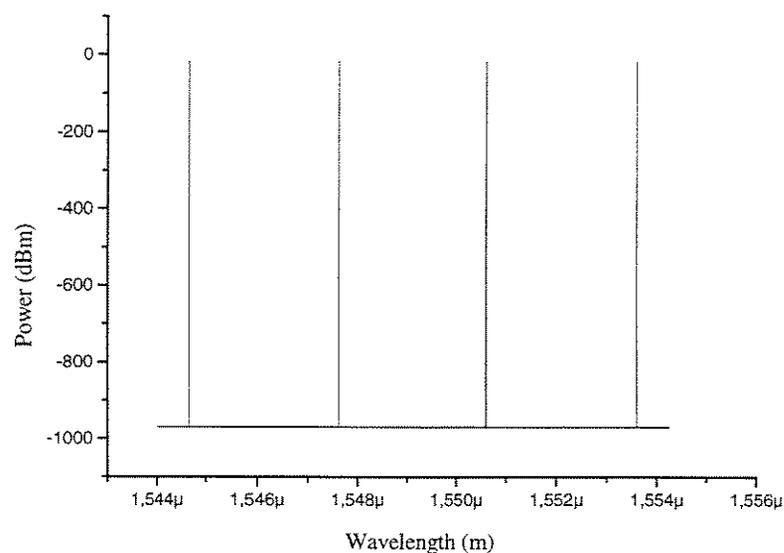


Figura 34 – Valor da potência em dBm para cálculo da curva de ganho.

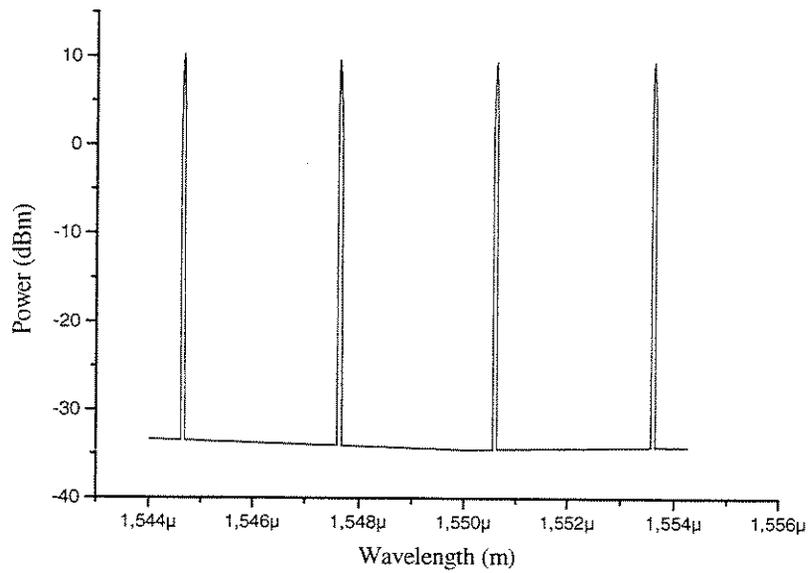


Figura 35 – Valor da potência do canais após a resolução das equações de propagação.

Utilizando-se estes pontos onde foi calculado o valor de ganho, gera-se uma curva de ganho aproximada para todo o espectro, interpolando entes pontos. Deve-se observar que, quanto maior for o número de canais, mais precisa será esta curva. A curva de ganho, por exemplo, para este sistema que está sendo utilizado com 4 canais pode ser visualizado na Figura 36.

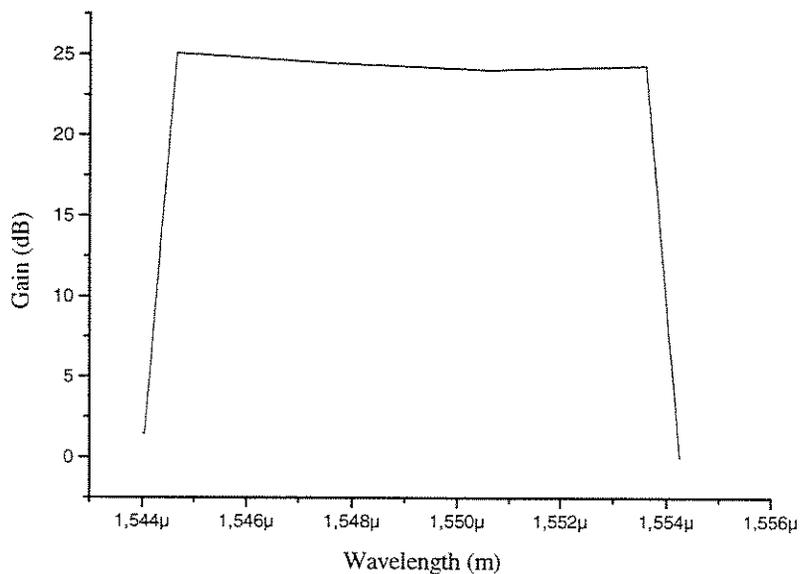


Figura 36 – Curva de ganho aproximada para o espectro que está sendo simulado.

A curva de ganho da Figura 36 é apenas para uma pequena parte do espectro (12 nm). Na Figura 37 foi gerada uma curva para um espectro de 100nm, cobrindo a região de interesse do amplificador, de 1540 a 1560 nm. A curva foi obtida utilizando-se um sinal CW com potência de -30 dBm, onde seu comprimento de onda foi sendo variado de 1500nm a 1600nm e utilizando-se como saída do amplificador o dado *Gain_Channel*, que informa o valor do ganho em dB, para os pontos onde estão os canais.

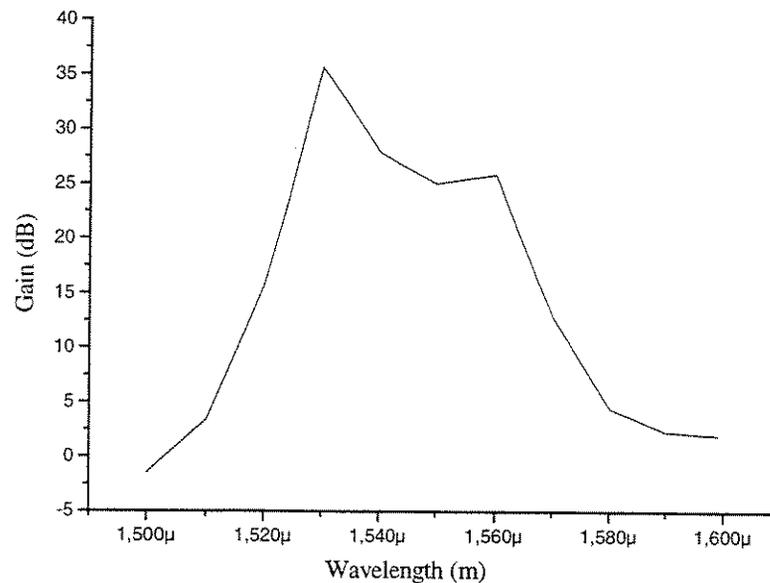


Figura 37 – Curva de ganho aproximada do amplificador, para todo o espectro de interesse.

Após a obtenção da curva de ganho, esta é aplicada no sinal recebido originalmente que, após ser convertido para o domínio do tempo, é disponibilizado na saída do amplificador. O ruído gerado pelo amplificador também é adicionado ao sinal, e funciona da mesma forma que no caso do modelo anterior.

3.3.2 - Resultados

Nesta seção, serão apresentados alguns resultados obtidos com este modelo de EDFA. O sistema utilizado é de 8 canais CW, e pode ser visualizado na Figura 38. Este sistema será utilizado para exemplificar as diferenças entre a curva de ganho normalizada dada pelo parâmetro *Normalized_Gain_Spectra* e a curva de ganho dada pelo parâmetro *Wavelength_Flat_Gain*.

EDFA (Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio)

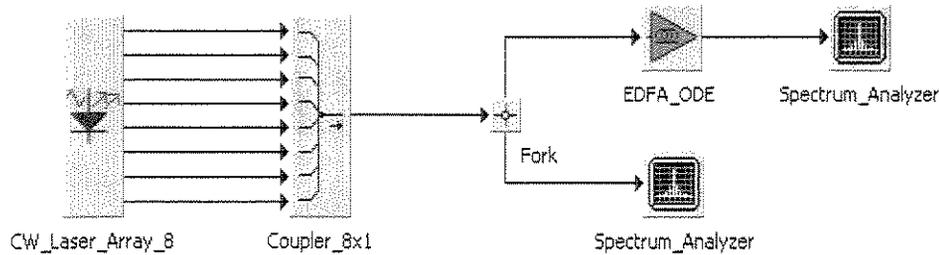


Figura 38 – Sistema de 8 canais CW utilizando o amplificador óptico.

O sistema consiste de um laser CW de oito canais, que gera sinais espaçados de 1 nm, nos comprimentos de onda de 1545 nm a 1552 nm (região do espectro onde o ganho é aproximadamente plano), com potência de -30 dBm, um duplicador utilizado para gerar amostras para o EDFA e para o analisador de espectro, e analisadores de espectro, um antes do EDFA e outro depois, utilizados para visualizar o sinal no domínio da frequência. A descrição com maiores detalhes de cada um destes modelos, exceto do EDFA, pode ser obtida consultando-se o Apêndice A.

O espectro do sinal gerado pelo laser após ser acoplado pode ser visualizado na Figura 39.

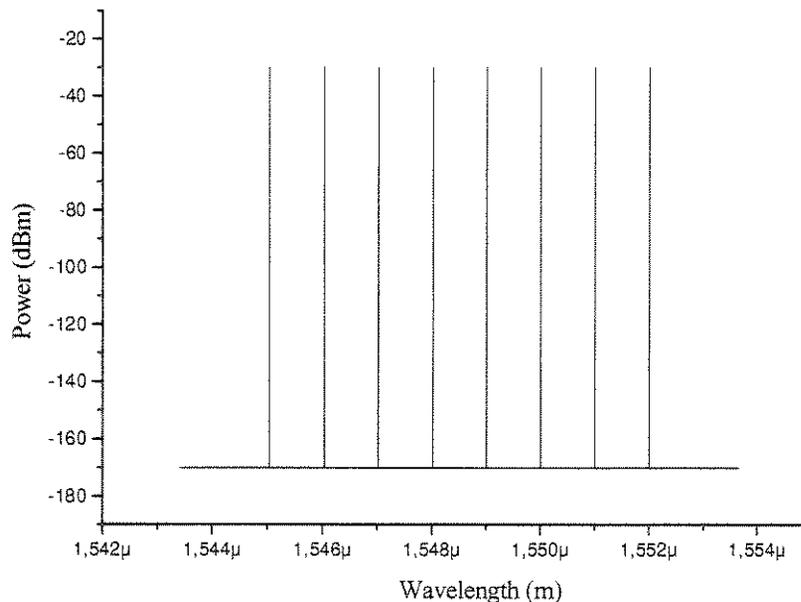


Figura 39 – Sinais de entrada no amplificador óptico. Potência de -30 dBm para cada canal.

O valor do ganho desejado para o amplificador (parâmetro *Gain*) foi de 30 dB. Vale lembrar, que este é valor de ganho aproximado para o comprimento de onda de 1537,5 nm para pequenos sinais e com apenas um canal. Quando mais de um canal é utilizado, o ganho diminui devido à saturação do amplificador. A curva de ganho gerada para este sistema com 8 canais pode ser

visualizada na Figura 40. O valor do ganho aproximado para esta região foi de 26,88dB, sendo que o valor máximo foi 27,6 e o mínimo 26,4 dB.

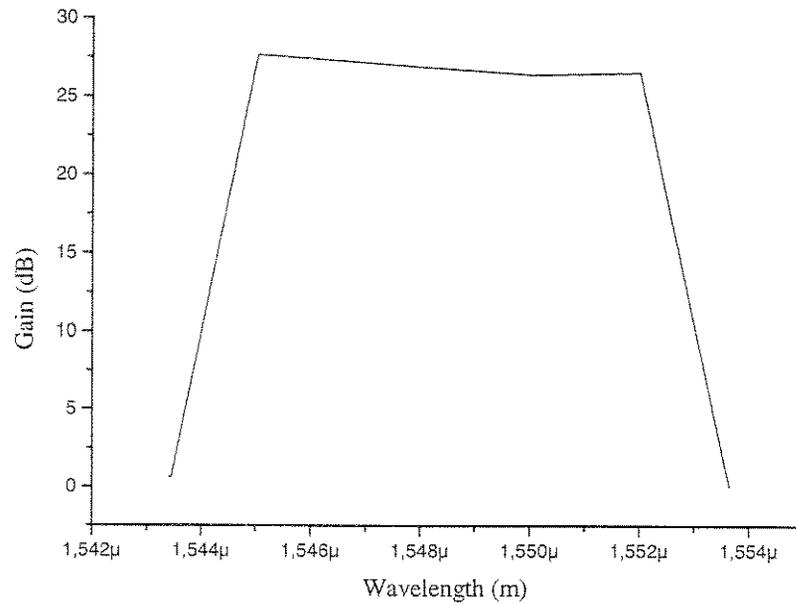


Figura 40 – Curva de ganho para o sistema com 8 canais CW.

O resultado gerado pelo amplificador pode ser visualizado na Figura 41.

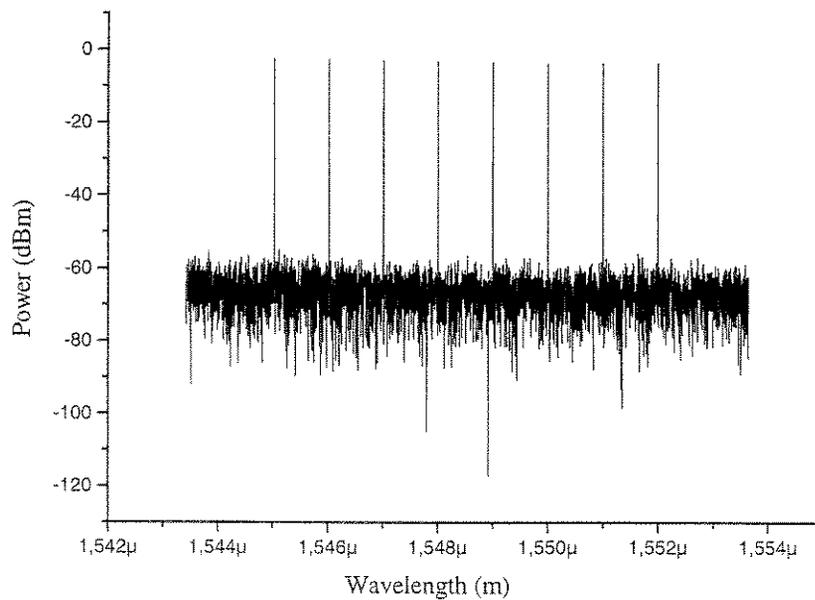


Figura 41 – Sinal na saída do amplificador.

Na Figura 42 amplificou-se o gráfico apresentado na Figura 41, para melhor visualizar as diferenças de ganho que ocorreram em cada canal, onde a maior diferença foi de 1 dB.

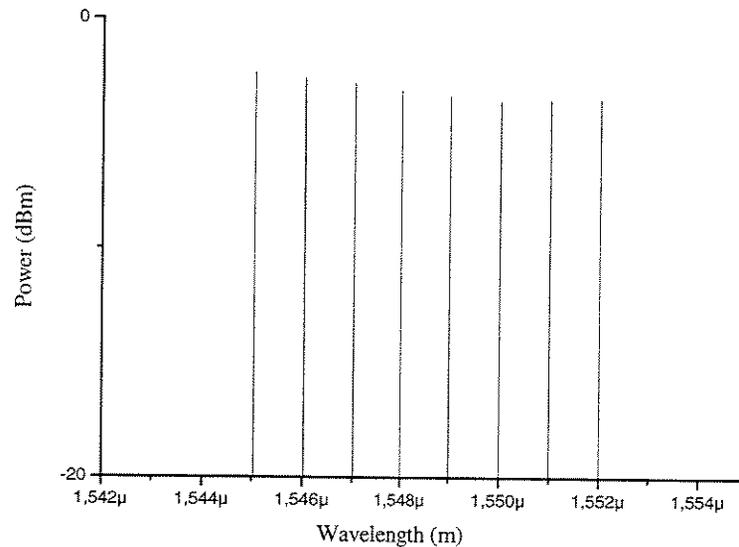


Figura 42 – Gráfico da Figura 41 amplificado.

Uma opção existente no modelo é o uso de uma curva de ganho plana gerada artificialmente para todo o espectro a partir de uma frequência de referência (parâmetro *Wavelength_Flat_Gain*). O valor do ganho para esta frequência de referência será utilizado como valor de ganho para todo o espectro. Na Figura 43 pode ser visualizada esta curva de ganho, onde o valor máximo foi de 26,37 dB que corresponde ao valor de ganho para a frequência de referência de 1550 nm, conforme Figura 40.

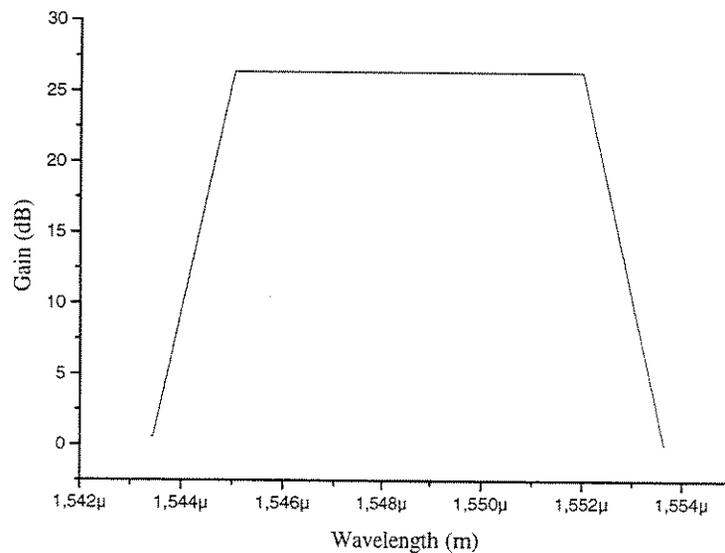


Figura 43 – Curva de ganho plana.

O resultado gerado pela curva de ganho aplainada pode ser visualizado na Figura 44, enquanto na Figura 45 este resultado pode novamente ser visualizado mas agora amplificado, demonstrando que os canais obtiveram um mesmo ganho, independente da sua frequência. Vale lembrar, que mesmo todos os canais tendo um mesmo valor de ganho, as curvas das seções transversais de emissão e absorção continuam sendo necessárias, pois são utilizadas para o cálculo do valor de ganho para a frequência de referência.

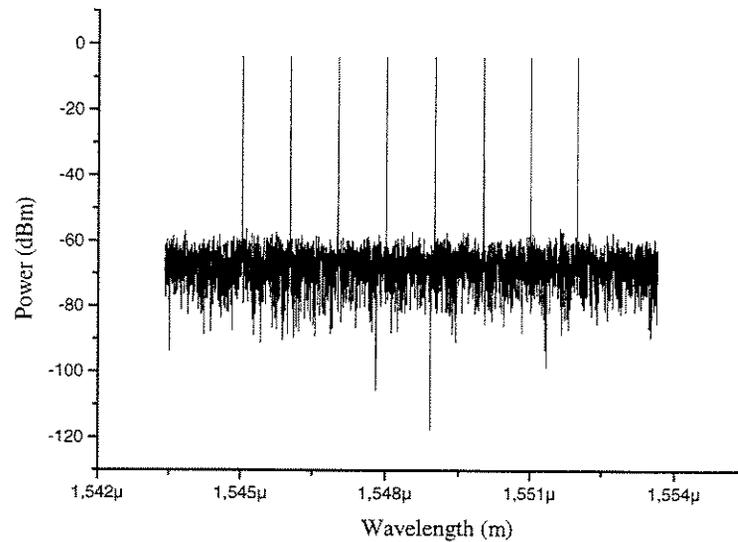


Figura 44 – Espectro de saída do amplificador utilizando-se a curva de ganho plana.

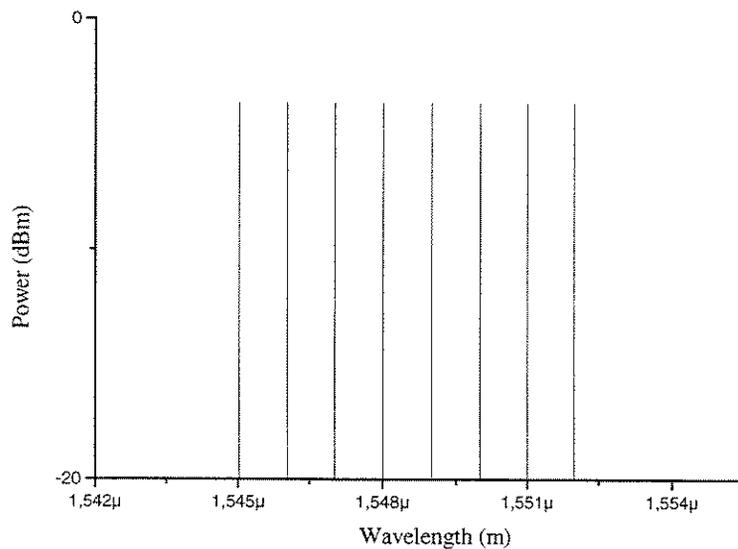


Figura 45 – Gráfico amplificado do espectro apresentado na Figura 44.

Para os gráficos que serão apresentados nas Figura 46 e Figura 47 utilizou-se apenas 1 canal no comprimento de onda de 1540 nm, já que o interessante para a obtenção destes gráficos é o valor da potência total de entrada, não interessando o número de canais. Os resultados são todos referentes ao comprimento de onda de 1540 nm. A potência de bombeio utilizada foi de 200 mW e a saturação foi 100mW.

O gráfico da Figura 46 apresenta a relação entre o ganho e a potência de entrada em dBm. Para obterem-se esses dados, foram feitas 60 simulações, variando-se o valor da potência de entrada no amplificador.

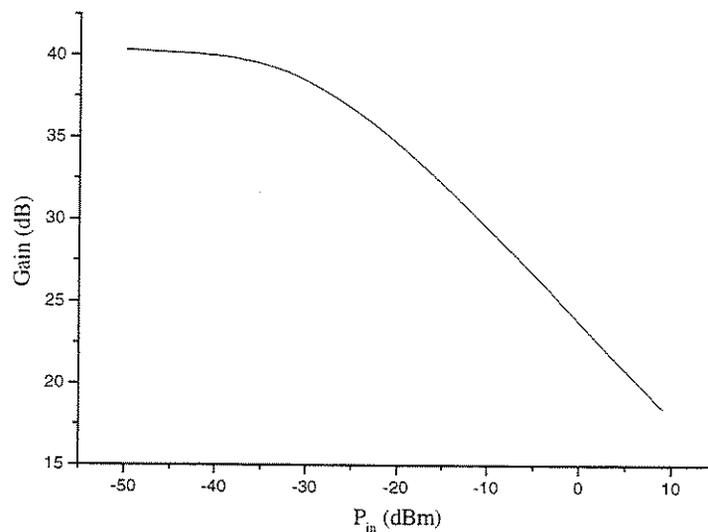


Figura 46 – Gráfico relacionando o ganho do amplificador com sua potência de entrada.

Na Figura 47 tem-se a relação entre o ganho e a potência de saída do amplificador. Os dados da potência de saída foram obtidos somando-se o valor do ganho com a potência de entrada.

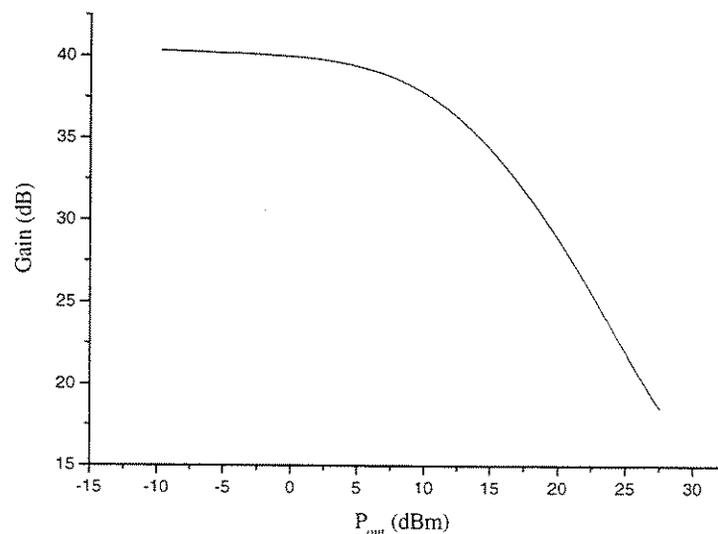


Figura 47 – Relação entre o ganho e a potência de saída.

Na Figura 48 pode-se observar a relação entre a potência de saída e a potência de entrada do amplificador.

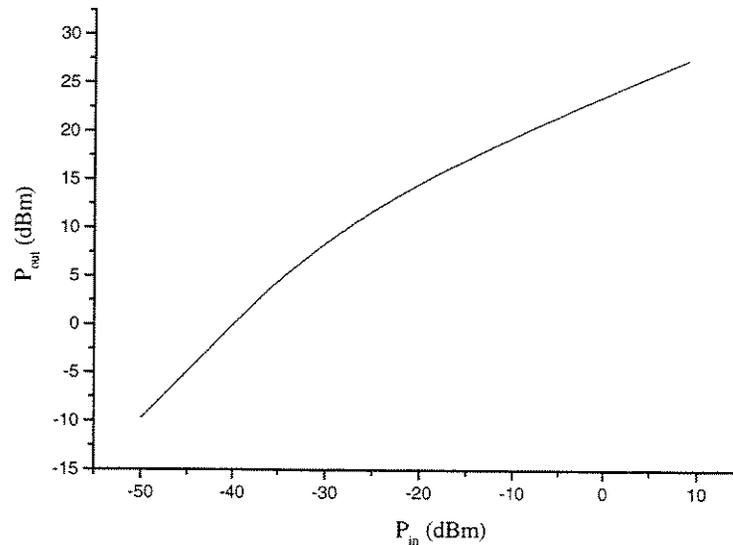


Figura 48 – Relação entre a potência de entrada e a potência de saída do amplificador.

Na Figura 49 é apresentado o ruído que é gerado pelo amplificador.

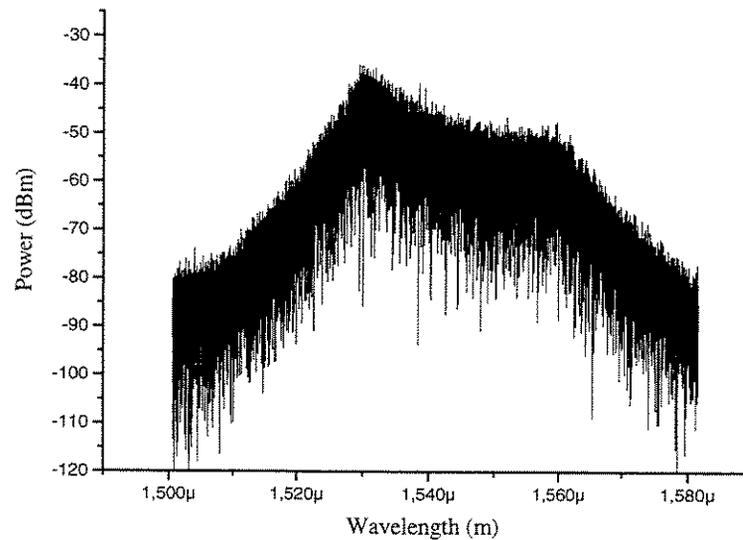


Figura 49 - ASE gerado pelo amplificador.

Para finalizar, é apresentada a variação da potência de bombeio ao longo do tempo, como pode ser visualizado na Figura 50.

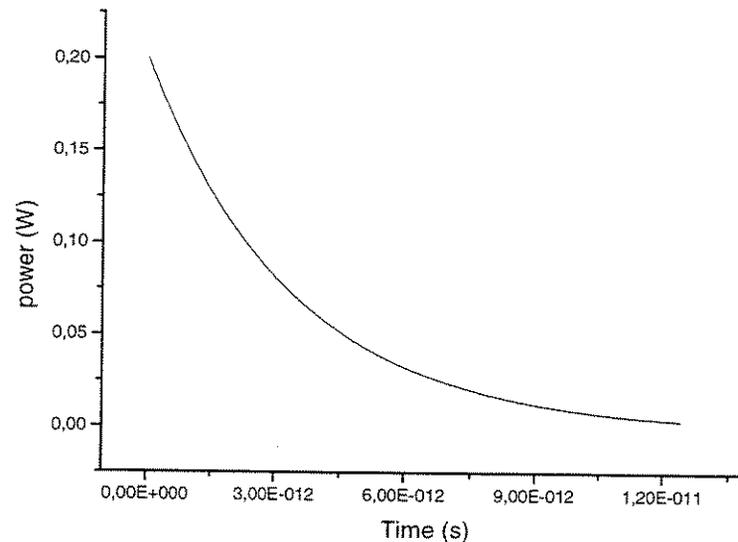


Figura 50 – Variação da potência de bombeio com o tempo.

No Capítulo 4, são feitas algumas simulações utilizando-se este amplificador em enlaces ópticos.

3.4 - Referências Bibliográficas

- [1] E. Desurvire, “Erbium-Doped Fiber Amplifiers – Principles and Applications”, J. Wiley, New York, pp. 03-36, 410-419, 591-595, 655-657, 1994.
- [2] S. Kawai, H. Masuda, K. Suzuki and K. Ainda, “Ultrawide, 75-nm 3-dB gain-band optical amplifier utilizing erbium-doped fluoride fiber and Raman fiber”, OFC’98, Technical Digest, pp 32-33.
- [3] E. Desurvire, C. R. Giles and Jay R. Simpson, “Gain Saturation Effects in High-Speed, Multichannel Erbium-Doped Fiber Amplifiers at $\lambda = 1.53\mu\text{m}$ ”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 7, pp. 2095-2104, n° 12, 1989.
- [4] James R. Stimple, “Testing Erbium-Doped Fiber Amplifiers”, The Hewlett-Packard Journal, article12, 1997.
- [5] Kyo Inoue, Hiromu Toba and Kiyoshi Nosu, “Multichannel Amplification Utilizing an Er^{3+} -Doped Fiber Amplifier”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, pp. 368-374, n° 03, 1991.

-
- [6] E. Desurvire, C. R. Giles e J.R. Simpson, "Gain Dynamics of Erbium-Doped Fiber Amplifiers", SPIE , Fiber Laser Sources and Amplifiers Vol. 1171, pp. 103-117, 1989.
- [7] B. Pedersen, A. Bjarklev, O. Lumholt, e J. H. Povlsen, "Detailed Design Analysis of Erbium-Doped Fiber Amplifiers", IEEE Photonics technology Letters, Vol. 3, n° 6, junho 1991, pp 548-550.
- [8] C. R. Giles e E. Desurvire, "Propagation of Signal and Noise in Concatenated Erbium-Doped Fiber Optical Amplifiers", Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, n° 2, fevereiro 1991, pp. 147-154.
- [9] C. R. Giles e E. Desurvire, "Modeling Erbium-Doped Fiber Optical Amplifiers", Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, n° 2, fevereiro 1991, pp. 271-183.
- [10] N. A. Olsson, "Lightwave Systems With Optical Amplifiers", Journal of Lightwave Technology, Vol. 7, n° 7, julho 1989, pp. 1071-1082.
- [11] A. A. M Saleh, R. M. Jopson, J. D. Evankov e J. Aspell, "Modeling of gain in Erbium-Doped fiber Amplifiers", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 2, n° 10, outubro 1990, pp. 714-717.
- [12] Th. Pfeiffer and H. Bülow, "Analytical Gain Equation for Erbium-Doped Fiber Amplifiers Including Mode Field Profiles and Dopant Distribution", IEEE Photonics Thecnology Letters, Vol. 4, n° 5, maio 1991, pp. 449-451.
- [13] M. R. N. Ribeiro, "Padrões de Taxa de Erro em Enlaces Ópticos de Alta Velocidade", Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, UNICAMP – 1996.
- [14] C. R. Giles e D. Di Giovanni, "Spectral Dependence of Gain and Noise in erbium-Doped Fiber Amplifiers", IEEE Photonics Letters, Vol. 2, n° 11, novembro 1990, pp. 797-800.
- [15] J. Burgmeier, A. Cords, R. März, C. Schäffer e B. Stummer, "A Black Box Model of EDFA's Operating in WDM Systems", Journal of Lightwave Technology, Vol. 16, n° 7, julho 1998, pp. 1271-1275.
- [16] E. Jaunart e P. Crahay, "Accurate EDFA Modelling Using a Simple Method", Optical and Quantum Electronics, 27, 1995, pp. 881-886.
- [17] K. Bertilsson e P. A. Andrekson, "Modeling of Noise in Erbium-Doped Fiber Amplifiers in the Saturated Regime", Journal of Lightwave Technology, Vol. 12, n° 7, julho 1994, pp. 1198-1206.

-
- [18] S. Donati e G. Giuliani, "Noise in an Optical Amplifier: Formulation of a New Semiclassical Model", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 33, nº 9, setembro 1997, pp. 1481-1488.
- [19] E. Desurvire e J. R. Simpson, "Amplification of Spontaneous Emission in Erbium-Doped Single-Mode Fibers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 7, nº 5, maio 1989, pp. 835-845.
- [20] E. Desurvire, M. Zirngibl, H. M. Presby e D. DiGiovanni, "Characterization and Modeling of amplified spontaneous Emission in Unsaturated Erbium-Doped Fiber Amplifiers", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 3, nº 2, fevereiro 1991, pp. 127-129.
- [21] S. P. Bastien, H. R. D. sunak, B. sridhar e V. E. Kalomiris, "Temporal, Spatial and Spectral Modeling of Erbium-Doped Fiber Amplifiers", *SPIE , Physics and simulation of Optoelectronics Devices*, Vol. 1679, pp. 02-11, 1992.
- [22] A. Bjarklev, S. L. Hansen e J. H. Povisen, "Large Signal Modelling of an Erbium-Doped Fiber Amplifier", *SPIE , Fiber Laser Sources and Amplifiers* Vol. 1171, pp. 118-129, 1989.
- [23] P. E. Green, Jr., "Fiber Optic Networks", Prentice Hall, 1993, EUA, pp. 237-243.
- [24] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, "Numerical Recipes in C – The Art of Scientific Computing", Cambridge University Press, Cambridge, Inglaterra, segunda edição, 1992.

CAPÍTULO IV

4. Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

Neste capítulo serão realizadas algumas simulações de sistemas ópticos a fim de exemplificar a simulação destes sistemas no SimNT e para visualizar os resultados gerados pelos modelos do EDFA. A biblioteca de modelos disponíveis no SimNT permite a simulação tanto de enlaces ópticos ponto a ponto como também de sistemas mais complexos utilizando WDM^{[1][2][3]}. Também é objetivo deste capítulo demonstrar a potencialidade da biblioteca de modelos do SimNT. Maiores detalhes sobre os modelos que serão utilizados nas simulações podem ser encontrados no Apêndice A.

4.1 - Enlace Ponto a Ponto

O primeiro sistema a ser simulado é um enlace ponto a ponto. Na Figura 1 é apresentado o sistema tal como foi implementado no SimNT. Para podermos analisar o sinal ao longo do enlace, após cada bloco (exceto para os *Forks*) foram adicionados osciloscópios e analisadores de espectro. O sistema é composto por: fonte óptica, no caso um Laser DFB^[4]; fibra monomodo padrão com dispersão em 1310nm^[5]; amplificador óptico^[6]; fotodetector PIN^[1]; filtro elétrico gaussiano^{[7][8]}; e um analisador de erro, BER^[1]. Além disso, existe um bloco denominado de *Ring* que coloca o amplificador óptico e a fibra em um laço de 5 iterações.

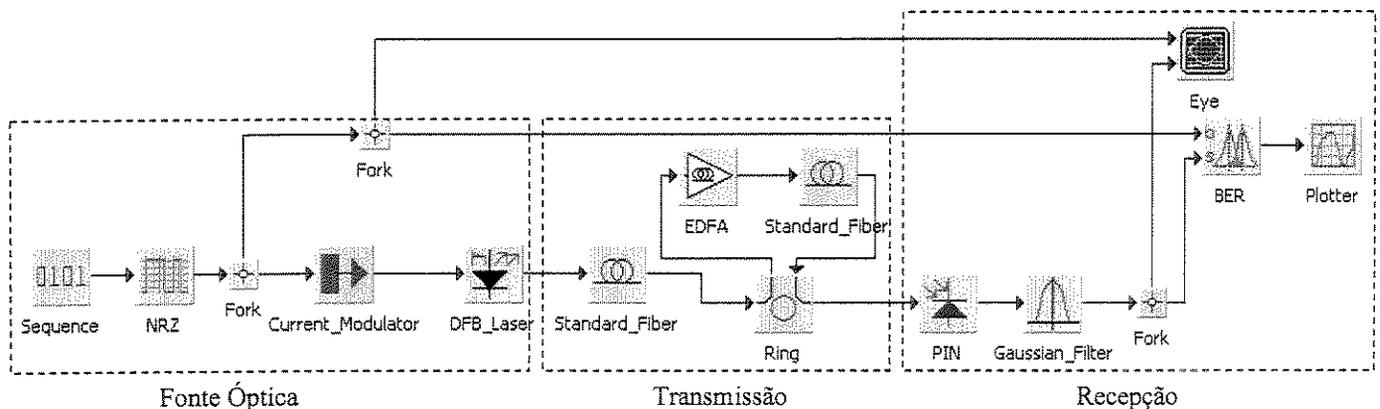


Figura 1 – Sistema utilizado para simulação de um enlace ponto a ponto.

Após ser gerado pela fonte óptica, o sinal é inserido em um fibra monomodo com 100 km de extensão para então entrar em um laço com um amplificador óptico e uma fibra, representando um enlace de 500 km, totalizando um enlace de 600 km para o sistema. Após o laço o sinal é detectado e comparado com o sinal originalmente transmitido. Algumas variações são realizadas a fim de melhorar o desempenho do sistema.

4.1.1 - Parâmetros dos Dispositivos

O sistema foi dividido em três partes, como pode ser observado na Figura 1: a geração do sinal, sua transmissão e, finalmente, a recepção. Os parâmetros locais e globais gerados por cada um dos dispositivos que compõe cada uma das três partes estão listados nas Tabela 1 (fonte óptica), 2, 3 (transmissão) e 4 (recepção).

Dispositivo	Parâmetro	Valor
<i>Sequence</i>	<i>*Bit_Rate</i>	2.5 Gb/s
	<i>*Sequence_Length</i>	32
	<i>Sequence</i>	01101010 (4X)
<i>NRZ</i>	<i>*Sample_Rate</i>	256 Samples/Bit
	<i>Rise_Time</i>	0.25 do período do bit.
<i>Current_Modulator</i>	<i>Ibias</i>	38.86
	<i>Imod</i>	23.115
<i>Laser_DFB</i>	<i>Alpha</i>	5
	<i>Beta</i>	3e-5
	<i>*Channel_Spacing</i>	50 GHz
	<i>*Check_Bandwidth</i>	Yes
	<i>Eta0</i>	0.4
	<i>Gamma</i>	0.4
	<i>Noise_Gain</i>	0
	<i>Va</i>	1.5e-10
	<i>Vg</i>	8.5e9
	<i>a0</i>	2.5e-16
	<i>*Reference_Frequency</i>	193100 GHz
	<i>E</i>	1e-17
	<i>n0</i>	1e18
	<i>tn</i>	1e-9
<i>Tp</i>	3e-12	

Tabela 1 - Parâmetros locais e globais dos dispositivos que constituem a fonte óptica. *Parâmetro Global.

Dispositivo	Parâmetro	Valor
<i>Ring</i>	<i>Loop</i>	5
<i>Standard_Fiber</i>	<i>Asymmetrical</i>	<i>Yes</i>
	<i>Attenuation</i>	0.2 dB/km
	<i>Dispersion</i>	0.3 <i>Automatic</i>
	<i>Effective_Area</i>	20 μm^2
	<i>Lambda_Zero</i>	1310 nm
	<i>Length</i>	100 km
	<i>Nonlinear_Index</i>	2.6
	<i>Slope</i>	0.092
	<i>Steps</i>	100
	<i>Trapezoidal_Integration</i>	<i>No</i>
<i>EDFA</i>	<i>Flat_Band</i>	1535-1565
	<i>Gain</i>	35.0
	<i>Noise_Figure</i>	5.0
	<i>Normalized_Gain_Spectra</i>	
	<i>Output</i>	<i>Signal_Output</i>
	<i>Psat</i>	0.0
	<i>Seed</i>	100
	<i>Step</i>	1e-10
	<i>Wavelength_Flat_Gain</i>	<i>Off</i>

Tabela 2 - Parâmetros locais e globais dos dispositivos da transmissão. *Parâmetro Global.

Quando for utilizado o modelo do amplificador óptico baseado nas curvas dos coeficientes de emissão e absorção (*EDFA_ODE*) os parâmetros locais serão diferentes, e podem ser visualizados na Tabela 3.

Dispositivo	Parâmetro	Valor
<i>EDFA_ODE</i>	<i>AE_Spectrum</i>	
	<i>ASE</i>	500 GHz (<i>Off</i>)
	<i>Bandwidth</i>	0.75 % <i>Sample_Rate</i>
	<i>Delta</i>	0.5
	<i>Delta_Z</i>	128
	<i>Gain</i>	21 dB (<i>Off</i>)
	<i>Gamma_Pump</i>	0.37
	<i>Gamma_Signal</i>	0.42
	<i>L</i>	1.0
	<i>Npoints</i>	256

EDFA_ODE	<i>Number_of_Iteraions</i>	2
	<i>Output</i>	<i>Signal</i>
	<i>Ppth</i>	8.5 dBm
	<i>Ppump</i>	20 dBm
	<i>Psat</i>	0 dBm
	<i>Ro</i>	$1e25m^{-3}$
	<i>Seed</i>	100
	<i>SigmaP</i>	$1e-25m^2$
	<i>Wavelength_Flat_Gain</i>	1550 nm (<i>Off</i>)

Tabela 3 – Parâmetros locais do modelo EDFA_ODE.

Dispositivo	Parâmetro	Valor
PIN	<i>Add_Shot_Noise</i>	<i>Yes</i>
	<i>Dark_Current</i>	10.0 nA
	<i>Responsivity</i>	0.6 A/W
	<i>Seed</i>	100
	<i>Thermal_Noise</i>	3
Gaussian_Filter	<i>Bandwidth</i>	0,75 %Bit_Rate
	<i>Depth</i>	30
	<i>Loss</i>	0.1
	<i>Frequency</i>	0 GHz
	<i>Operation_Mode</i>	<i>Bandpass</i>
	<i>Order</i>	1
BER	<i>Delay_Compensation</i>	<i>Periodic</i>
	<i>Eye_Window</i>	1.5
	<i>Ignore_End_Bits</i>	1
	<i>Ignore_Start_Bits</i>	0
	<i>Decision_Point</i>	<i>Optimum</i>
	<i>Threshold</i>	<i>Optimum</i>
	<i>Output</i>	<i>BERxDecision_Point</i>
Eye	<i>Append</i>	<i>No</i>
	<i>Domain_Unit</i>	<i>Time</i>
	<i>Eye_Window</i>	1.5
	<i>Ignore_Bits</i>	0
	<i>Ignore_End_Bits</i>	1
	<i>Ignore_Start_Bits</i>	0

Tabela 4 - Parâmetros locais e globais dos dispositivos da recepção. *Parâmetro Global.

4.1.2 - Resultados da Simulação

Após conhecermos os valores de todos os parâmetros (locais e globais) envolvidos na simulação do sistema, são apresentados os resultados gerados por cada dispositivo.

O sinal gerado na saída do gerador de pulsos *NRZ*, com uma seqüência de 32 bits, pode ser visualizado na Figura 2.

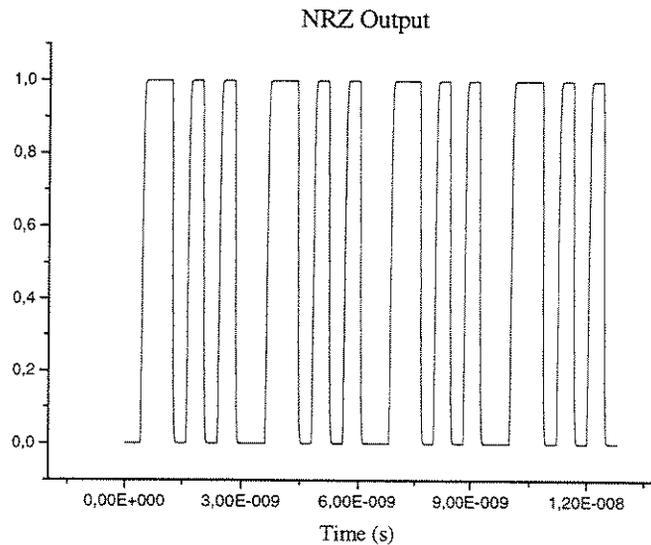


Figura 2 – Sinal na saída do bloco NRZ.

Este sinal é inserido no modulador de corrente que gera o sinal que modula o Laser DFB. O sinal do modulador de corrente pode ser visualizado na Figura 3 e o sinal gerado pelo laser na Figura 4.

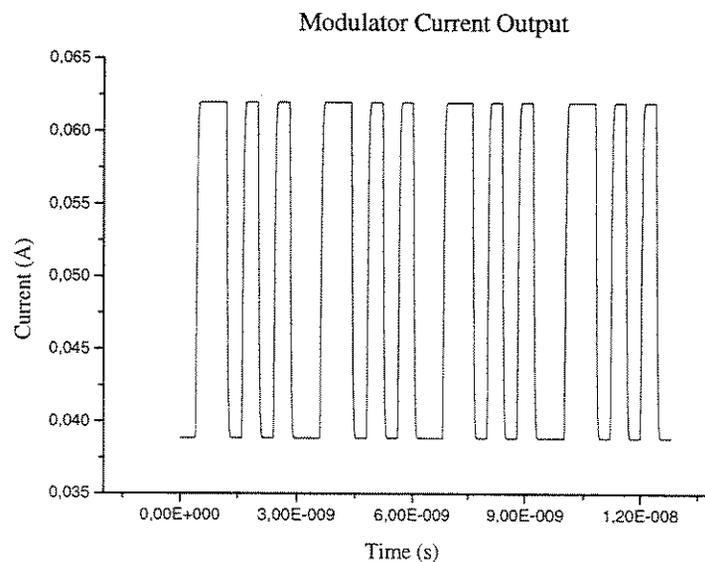


Figura 3 – Sinal na saída do modulador de corrente.

Na Figura 5 pode ser visualizado o sinal gerado pelo laser DFB no domínio da frequência. O sinal é gerado na frequência de 193100 GHz (aproximadamente 1553,5 nm) e com potência aproximada de -3 dBm.

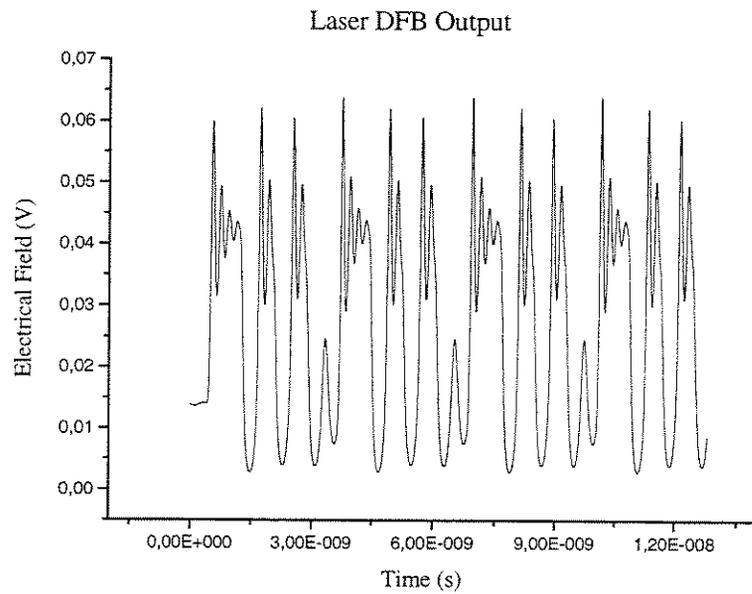


Figura 4 – Sinal na saída do Laser DFB no domínio do tempo.

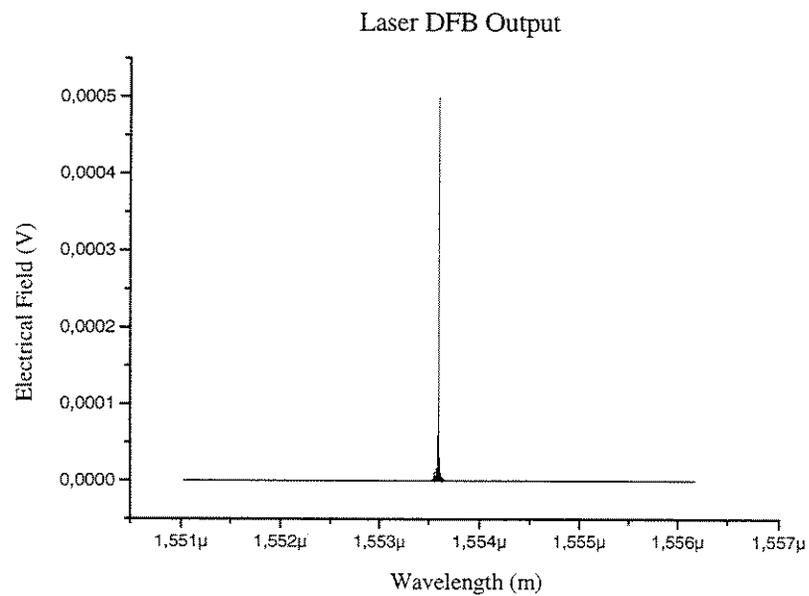


Figura 5 – Sinal na saída do Laser DFB no domínio da frequência.

O sinal gerado pelo laser então é aplicado nos primeiros 100 km de fibra. Os resultados podem ser observados nas figuras: Figura 6 e Figura 7. Após passar pela fibra, o sinal entra no laço onde é compensado pelo amplificador e inserido em mais 100 km de fibra por 5 vezes para então ser detectado pelo receptor.

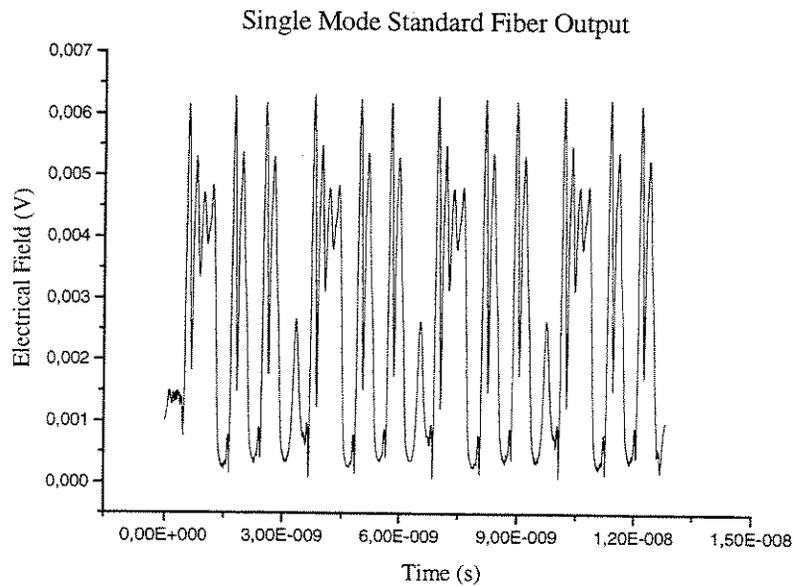


Figura 6 – Sinal após os primeiros 100 km de fibra.

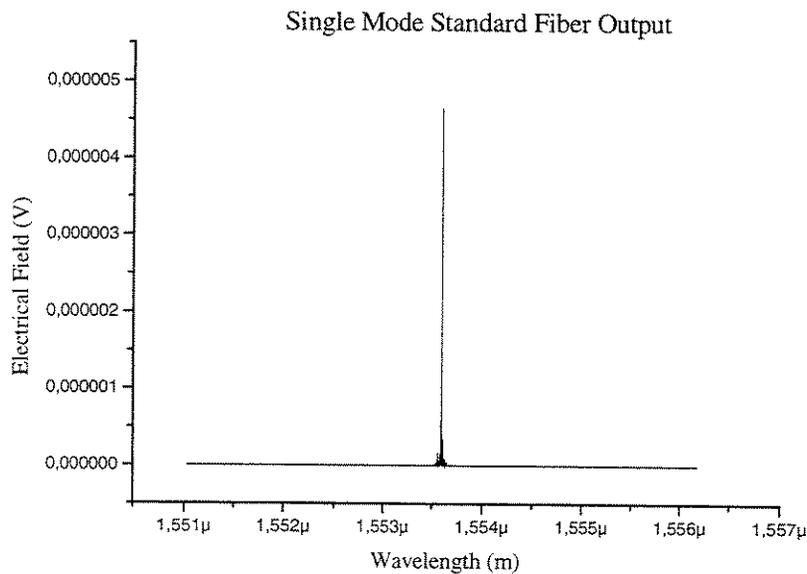


Figura 7 – Espectro do sinal após os primeiros 100 km do enlace.

Pode-se observar na Figura 6 a dispersão sofrida pelo sinal ao longo dos primeiros 100 km de fibra. Vale lembrar que o comprimento de onda com dispersão zero para esta fibra é de 1310 nm, enquanto o comprimento de onda do canal é de 1553,5 nm.

A dispersão fica mais acentuada após o laço com 5 fibras de 100 km. Como o amplificador óptico apenas amplifica o sinal, não regenerando-o como ocorre em um sistema regenerador, a dispersão torna-se um fator limitante em um enlace óptico.

Nas figuras Figura 8 e Figura 9, são apresentados os espectros do sinal após passar pelo amplificador pela primeira vez e após passar pela quinta vez.

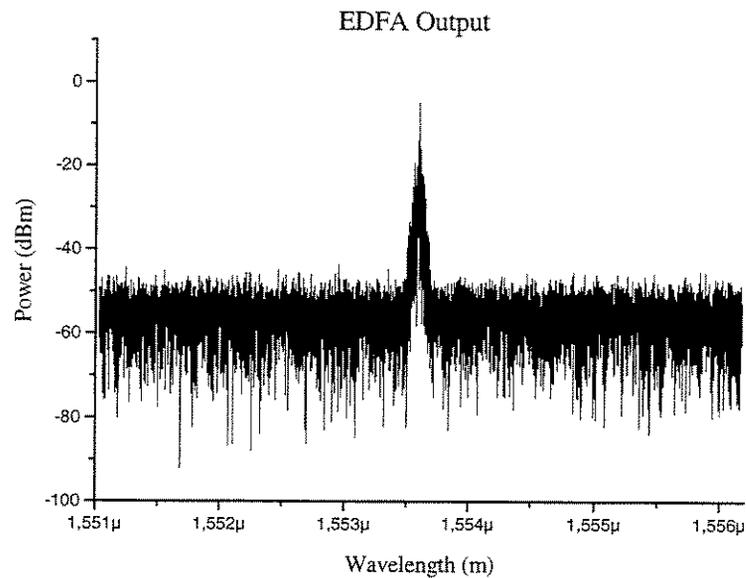


Figura 8 – Espectro da saída do amplificador para a primeira iteração no laço.

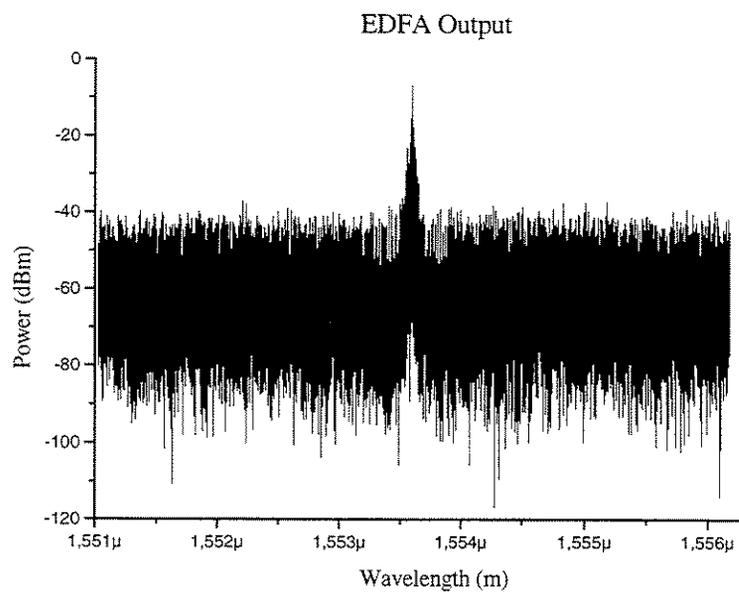


Figura 9 – Espectro da saída do amplificador para a última iteração no laço.

Pode-se observar que o nível do ruído aumentou já que a ASE gerada pelos diversos amplificadores ópticos em cascata vai sendo acumulada. Poderia ser utilizado um filtro óptico sintonizável passa banda na saída de cada amplificador para atenuar o ruído, o que melhoraria o desempenho do sistema.

Na Figura 10 tem-se o sinal após o segundo trecho de fibra. Pode-se observar o aumento da distorção do sinal devido à dispersão causada pela fibra. Na Figura 11 tem-se o sinal descaracterizado após ter passado por todos os trechos de fibra e pelos amplificadores. Este será o sinal recebido pelo fotodetector.

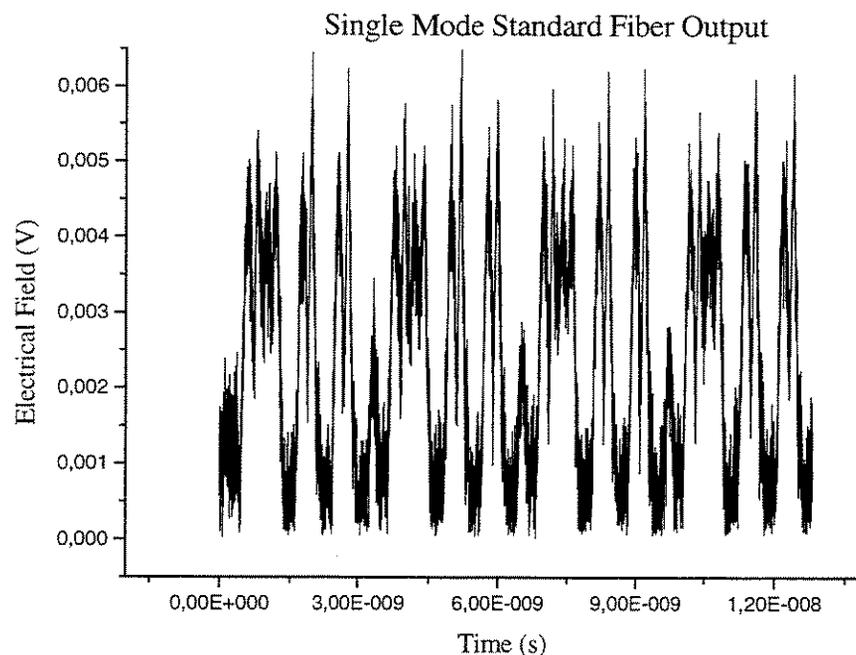


Figura 10 – Sinal no domínio do tempo após o segundo trecho de fibra.

O fotodiodo PIN, recebe o sinal da Figura 11 e gera um sinal de corrente como pode ser visualizado na Figura 12. Este sinal passará por um filtro elétrico, no caso um filtro gaussiano, para somente então ser utilizado pelo analisador de erro BER e pelo gerador do diagrama de olho. A resposta do filtro pode ser visualizada na Figura 13.

Pode-se comparar o formato do sinal apresentado na Figura 13 com o sinal originalmente produzido pelo laser DFB e apresentado na Figura 4.

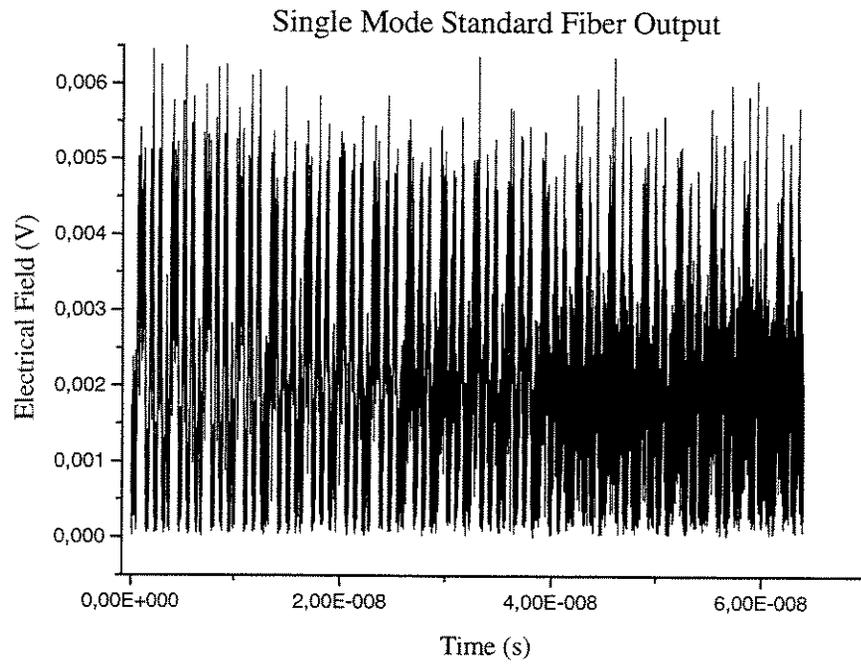


Figura 11 – Sinal no domínio do tempo que será recebido pelo fotodetector.

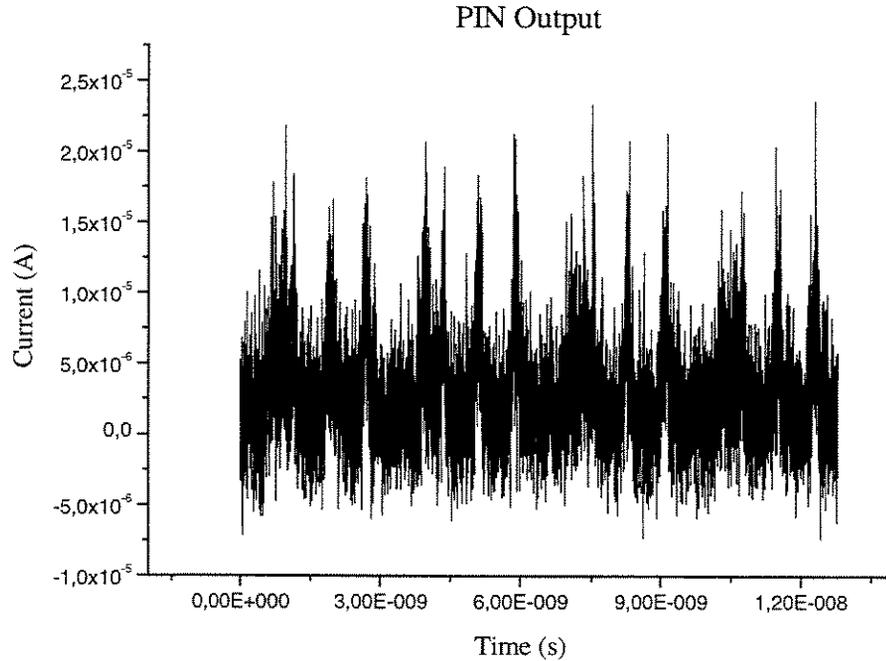


Figura 12 – Resposta do fotodiodo PIN.

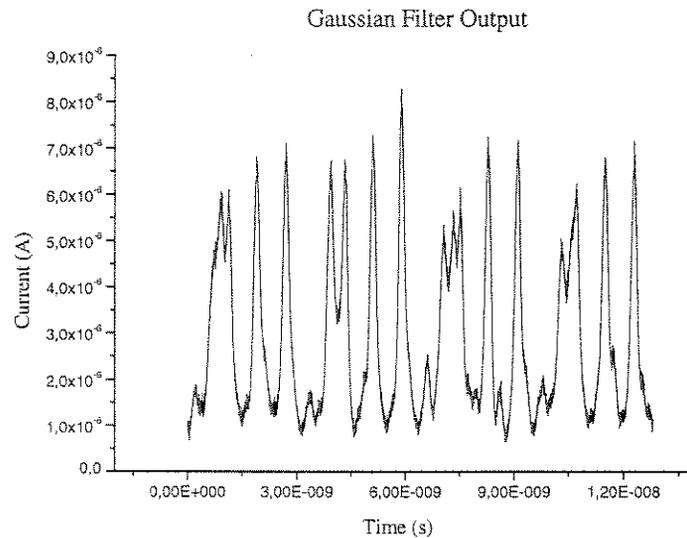


Figura 13 – Resposta do filtro elétrico gaussiano.

Para termos uma visão mais quantitativa do desempenho do sistema, podemos observar as figuras Figura 14 e Figura 15 onde são apresentados a curva da taxa de erro de bits e o diagrama de olho respectivamente.

Pode-se observar nestas figuras que este sistema não apresenta um bom desempenho. O diagrama de olho está muito fechado. O valor mínimo de taxa de erro é de 1×10^{-6} , o que significa dizer que a cada 1 milhão de bits transmitidos 1 bit será recebido errado. O valor de 1×10^{-6} é muito alto para os sistemas atuais que apresentam taxas de erro na ordem de 1×10^{-11} . O valor encontrado se explica pelo fato da fibra estar com dispersão zero em uma região diferente à do comprimento de onda da portadora, pelo valor elevado de oscilação do laser DFB e também pelo ruído gerado pelo amplificador óptico.

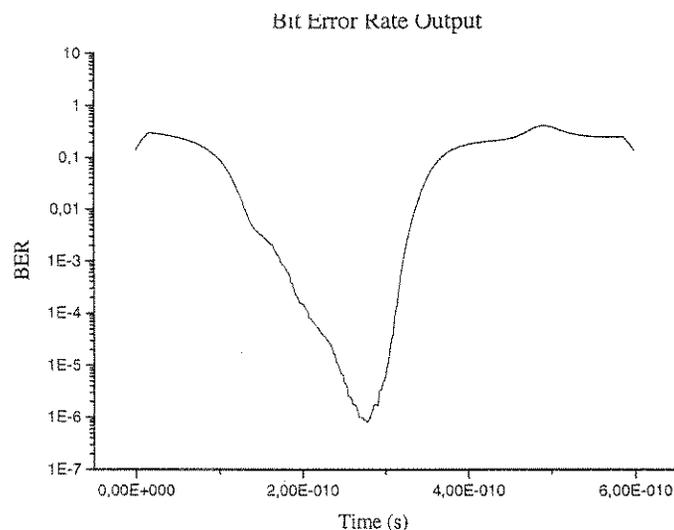


Figura 14 – Curva da taxa de erro de bits.

Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

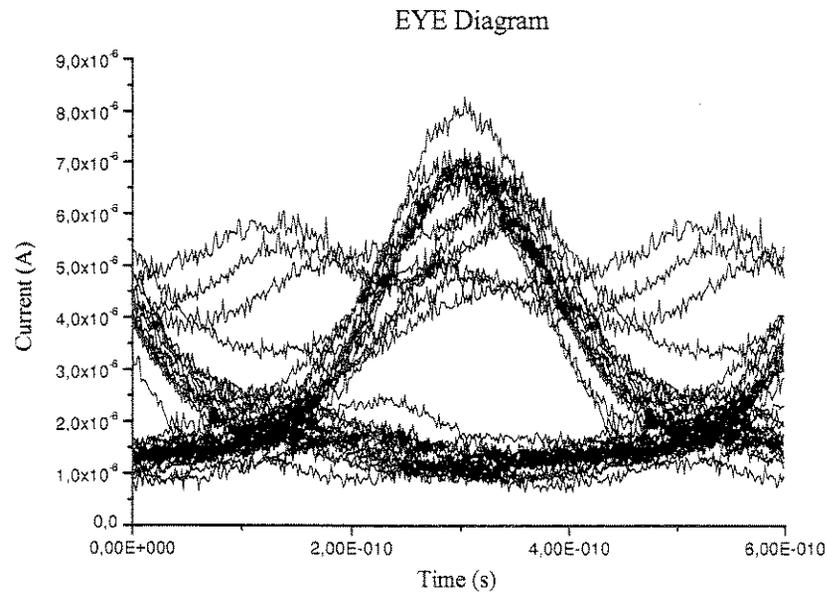


Figura 15 – Diagrama de olho.

Além dos resultados apresentados nas figuras acima, alguns outros resultados e dados são apresentados na janela de simulação do SimNT e podem ser visualizados na Figura 16.

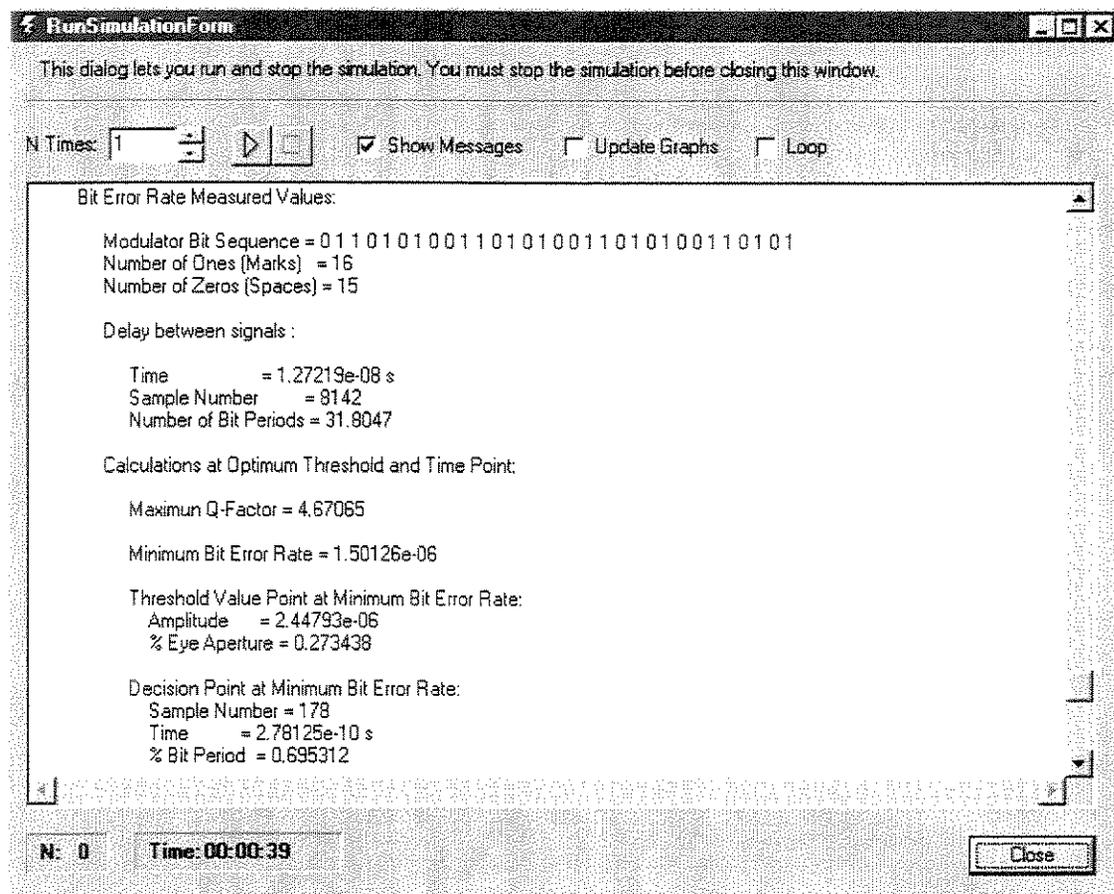


Figura 16 – Resultados apresentados na janela de simulação.

Para melhorar o desempenho deste sistema podem ser tomadas várias medidas. Inicialmente, adicionaremos um filtro óptico sintonizável trapezoidal antes do fotodiodo. O resultado pode ser observado na Figura 17, sendo que a taxa de erro de bits caiu de aproximadamente $1,5 \times 10^{-6}$ para $1,5 \times 10^{-7}$.

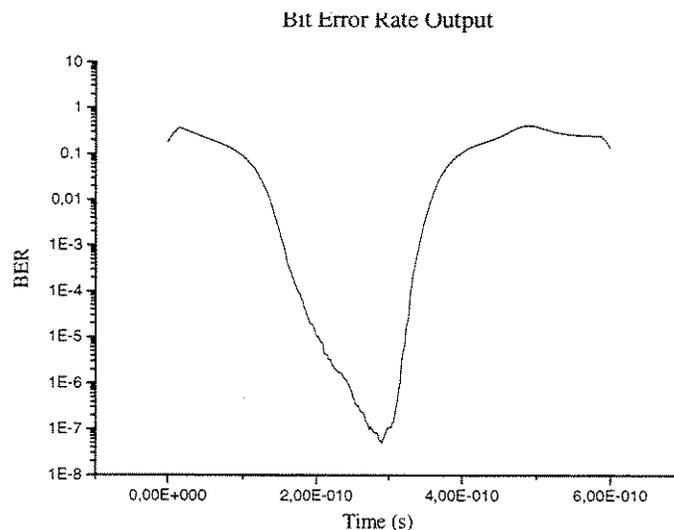


Figura 17 – Taxa de erro de bits obtida utilizando-se um filtro trapezoidal sintonizável antes do fotodiodo.

Uma outra solução seria o uso de um amplificador no lugar do filtro antes do fotodiodo. Este amplificador operaria como um pré-amplificador. Na Figura 18 pode-se observar que a taxa de erro de bits caiu de $1,5 \times 10^{-6}$ para 1×10^{-8} .

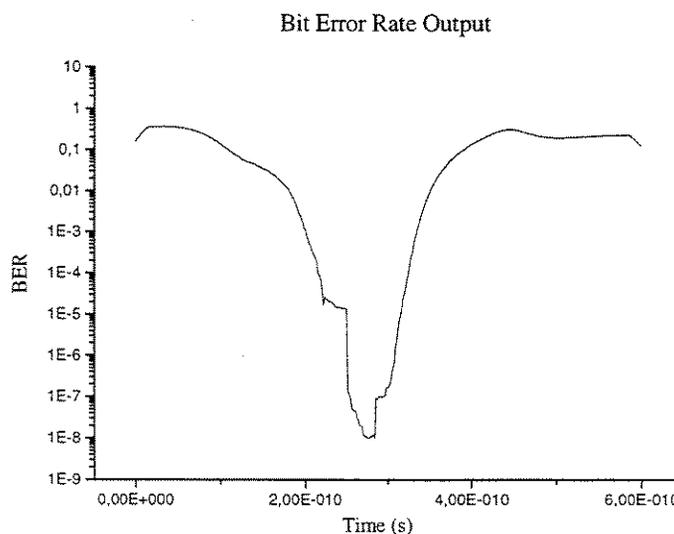


Figura 18 – Taxa de erro de bits para o sistema com pré amplificador.

A terceira solução é utilizarmos os dois dispositivos, isto é, o pré-amplificador e o filtro sintonizável, o que melhora consideravelmente a recepção do sinal, como pode ser visualizado nos gráficos apresentados nas figuras Figura 19 e Figura 20.

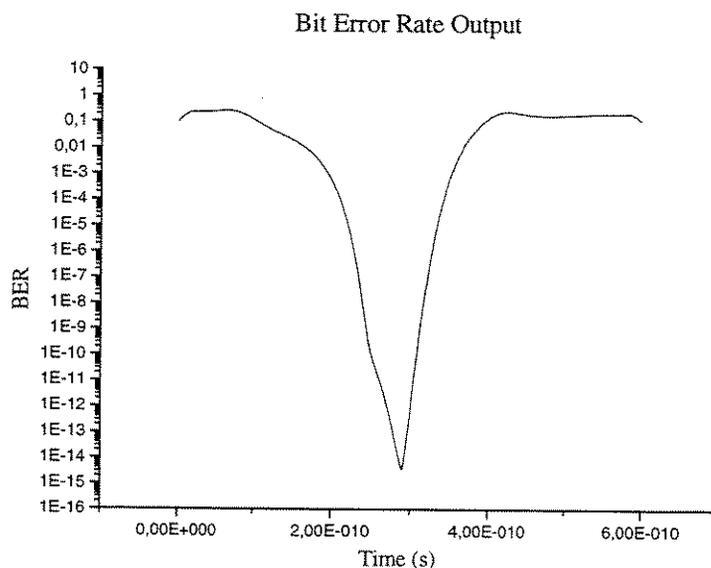


Figura 19 – Taxa de erro de bits utilizando-se um pré-amplificador e um filtro sintonizável.

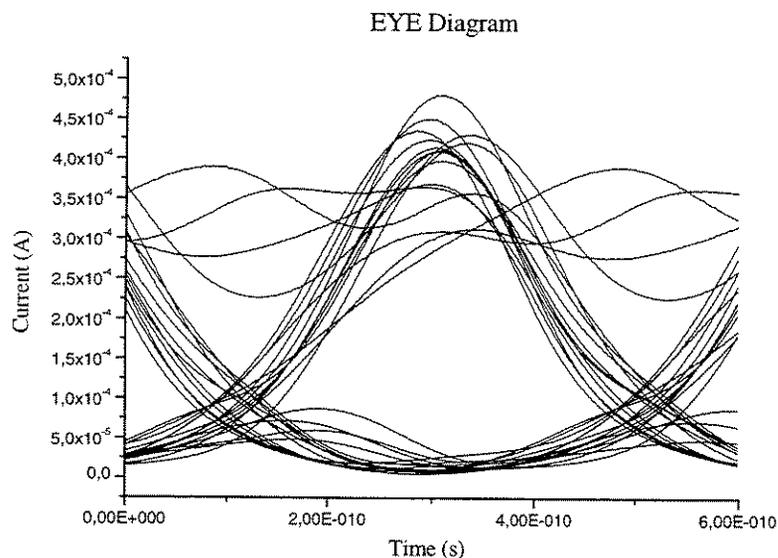


Figura 20 - Diagrama de olho obtido utilizando-se o pré-amplificador e o filtro sintonizável.

Algumas outras medidas ainda poderiam ser tomadas, como por exemplo o uso de um laser com modulação externa ou a substituição da fibra por uma fibra monomodo com dispersão deslocada.

Agora vamos substituir o EDFA espectral, pelo modelo baseado na resolução numérica das equações de taxa (*EDFA_ODE*). Simplesmente substituiremos os blocos dos amplificadores na Figura 1. A taxa de erro de bits para este sistema utilizando o modelo *EDFA_ODE* pode ser visualizada na Figura 21.

Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

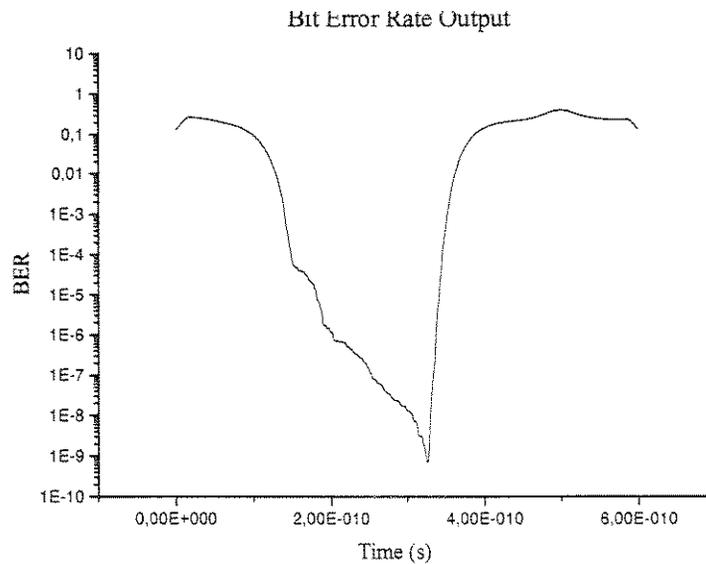


Figura 21 – Taxa de erro de bits para o sistema da Figura 1 utilizando-se o modelo EDFA_ODE.

Se for utilizado um filtro sintonizável antes do fotodiodo, o valor da taxa de erro cairá ainda mais, como pode ser observado na Figura 22, onde tem-se os resultados da janela de simulação para o sistema com o filtro.

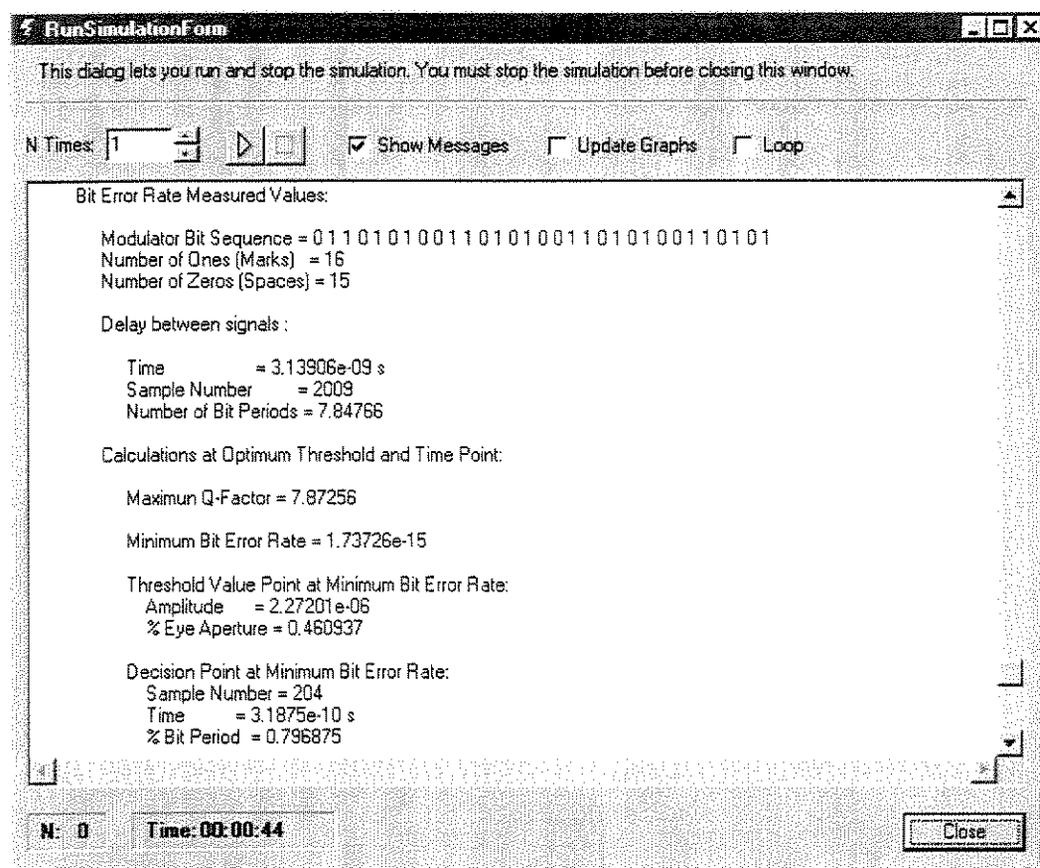


Figura 22 – Janela de simulação apresentado os resultados para o sistema utilizando filtro e o modelo EDFA_ODE.

Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

Comparando-se o gráfico da taxa de erro apresentado na Figura 21 com o apresentado na Figura 14, percebe-se a diferença existente entre estas taxas ocorrida simplesmente pela substituição dos modelos do amplificador. Isso acontece pela diferença existente em como os ruídos gerados nestes modelos são tratados. O ruído gerado pelo primeiro amplificador é maior do que o ruído gerado pelo amplificador baseado na resolução numérica das equações de taxa, que é mais preciso devido as iterações que ocorrem para o cálculo do ASE.

4.2 - Sistema WDM

O sistema WDM que será simulado é um sistema simples, com apenas 4 canais, utilizando-se como fontes ópticas lasers com modulação externa. O modulador utilizado será o Mach-Zehnder sendo que nas primeiras três fontes ele atuará como um modulador de amplitude ideal. Na Figura 23 pode ser visualizado esse sistema tal como foi implementado no SimNT. Para podermos analisar o sinal conforme vai se propagando ao longo do sistema, após cada bloco (exceto para os *Forks*), foram adicionados osciloscópios e analisadores de espectro, assim como no sistema anterior.

O sistema é composto por: 4 fontes ópticas, no caso lasers com modulação externa; multiplexador 4x1 com filtros sintonizáveis em cada porta de entrada^[3]; fibra monomodo padrão com dispersão em 1310nm^[5]; amplificador óptico; demultiplexador 1x4, também com filtros sintonizáveis em cada porta de saída; fotodetector PIN; filtro elétrico gaussiano; analisador de erro, BER; e um gerador de diagrama de olho. O bloco *Ring* coloca o amplificador óptico e a fibra em um laço de 4 iterações.

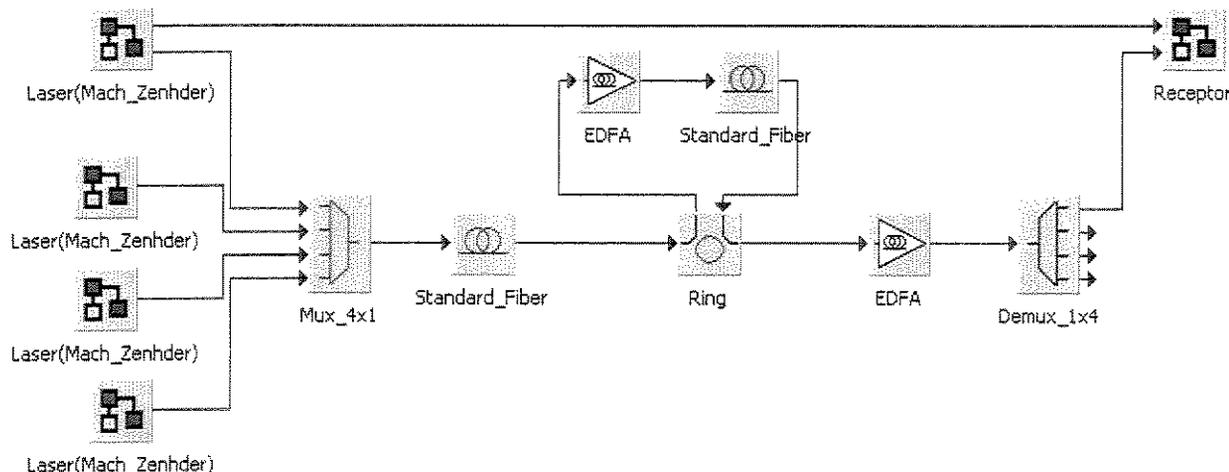


Figura 23 – Sistema WDM com 8 canais utilizado na simulação.

Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

Para que o sistema não fique muito poluído com inúmeros blocos foi utilizado aqui o conceito de subsistemas apresentado no Capítulo 2. Foram criados 2 tipos de subsistemas, relacionados à fonte óptica e ao receptor. Neste sistema, o laser com modulação externa utilizando o modulador de Mach-Zehnder é representado na Figura 23 pelo subsistema Laser(Mach_Zehnder). Na Figura 24 é apresentado este subsistema. O primeiro subsistema do laser diferencia-se dos demais por apresentar duas portas de saída. A primeira porta de saída na realidade não é o sinal de saída gerado pelo laser, mas sim uma derivação do sinal gerado pelo gerador de pulsos NRZ, que será utilizado na comparação de sinais pelo analisador de erro.

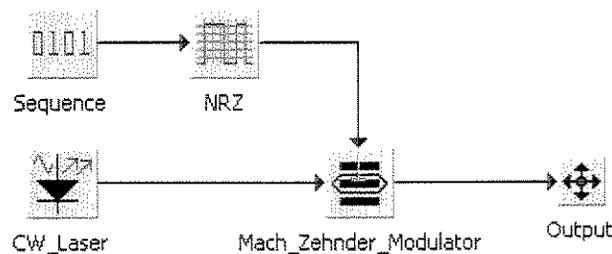


Figura 24 – Subsistema do Laser com modulação externa.

Na Figura 25 pode-se observar o subsistema que representa o receptor do sistema.

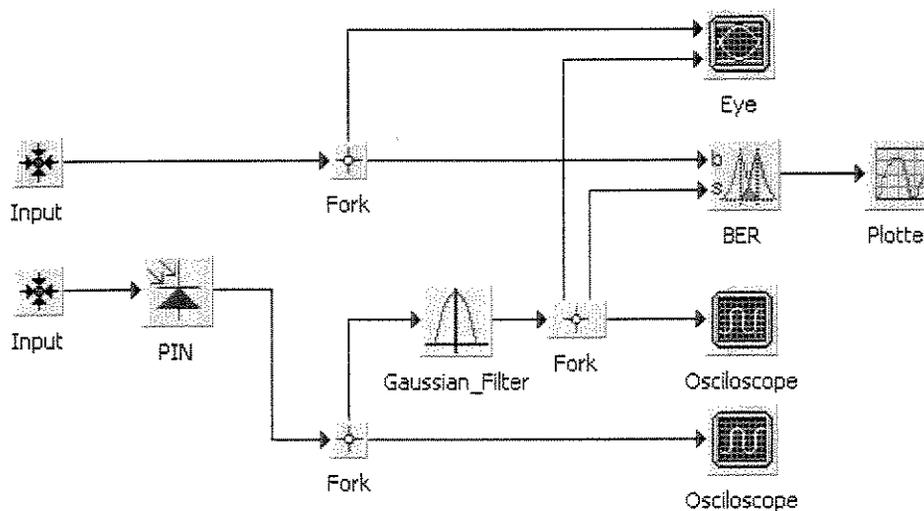


Figura 25 – Subsistema do receptor.

Após os sinais das portadoras dos 4 canais terem sido gerados pelas fontes ópticas, esses canais são filtrados e multiplexados por um multiplexador 4x1 sendo transmitidos em um enlace de 500 km. A cada 100 km existe um amplificador óptico. O sinal é demultiplexado e filtrado por um

demultiplexador 1x4. Em cada porta do demultiplexador existe um filtro trapezoidal óptico sintonizável. O sinal é então enviado ao receptor onde é detectado e comparado com o sinal originalmente transmitido.

4.2.1 - Parâmetros dos Dispositivos

O sistema novamente foi dividido em três partes: a geração do sinal, sua transmissão e a recepção. Primeiramente listaremos os parâmetros locais e globais gerados por cada um dos dispositivos que compõem as fontes ópticas e pelo demultiplexador. Na Tabela 5, estão os parâmetros dos dispositivos do subsistema Laser(Mach_Zehnder).

Dispositivo	Parâmetro	Valor
<i>Sequence</i>	<i>*Bit_Rate</i>	2.5 Gb/s
	<i>*Sequence_Length</i>	32
	<i>Sequence</i>	01101010 (4X)
<i>NRZ</i>	<i>*Sample_Rate</i>	256 Samples/Bit
	<i>Rise_Time</i>	0.25 do período do bit.
<i>CW_Laser</i>	<i>*Bit_Rate</i>	2.5
	<i>*Channel_Spacing</i>	50 GHz
	<i>*Check_Bandwidth</i>	Yes
	<i>*Frequency</i>	0 WDM_Channel
	<i>Initial_Phase</i>	0
	<i>Line_Width</i>	0
	<i>Power</i>	-3 dBm
	<i>Reference_Frequency</i>	193100 GHz
	<i>*Sample_Rate</i>	128 Samples/Bit
	<i>Seed</i>	100
<i>*Sequence_Length</i>	32	
<i>Mach_Zehnder</i>	<i>Extinction</i>	30 dB
	<i>Sign_Chirp</i>	1
	<i>Symmetry</i>	-1

Tabela 5 - Parâmetros locais e globais dos dispositivos que constituem o subsistema Laser(Mach_Zehner). *Parâmetros Globais.

O valor do parâmetro *Symmetry* do modulador Mach-Zehnder para o quarto subsistema, subsistema 3, não é -1, como nos outros subsistemas, e sim -0,5, o que significa dizer que para este subsistema o modulador não operará como um modulador de amplitude ideal.

Os parâmetros locais do multiplexador são apresentados na Tabela 6.

Dispositivo	Parâmetro	Valor
<i>Mux 4x1</i> <i>e</i> <i>Demux 1x4</i>	<i>Bandwidth</i>	200% Bit_Rate
	<i>*Channel_Spacing</i>	50 GHz
	<i>Depth</i>	30 dB
	<i>*Frequency</i>	0,1... WDM_Channel
	<i>Loss</i>	0.0
	<i>*Reference_Frequency</i>	193100 GHz
	<i>Slope</i>	0.5

Tabela 6 - Parâmetros locais e globais do Mux e Demux. *Parâmetro Global.

Os parâmetros da fibra e do amplificador óptico são apresentados na Tabela 7. Quando for utilizado o modelo do amplificador óptico *EDFA_ODE* os parâmetros locais serão diferentes, e podem ser visualizados na Tabela 8.

Dispositivo	Parâmetro	Valor
<i>Ring</i>	<i>Loop</i>	1
<i>Standard_Fiber</i>	<i>Asymmetrical</i>	<i>Yes</i>
	<i>Attenuation</i>	0.2 dB/km
	<i>Dispersion</i>	0.3 Automatic
	<i>Effective_Area</i>	20 μm^2
	<i>Lambda_Zero</i>	1310 nm
	<i>Length</i>	100 km
	<i>Nonlinear_Index</i>	2.6
	<i>Slope</i>	0.092
	<i>Steps</i>	100
	<i>Trapezoidal_Integration</i>	<i>No</i>
<i>EDFA</i>	<i>Flat_Band</i>	1535-1565
	<i>Gain</i>	35.0
	<i>Noise_Figure</i>	5.0
	<i>Normalized_Gain_Spectra</i>	
	<i>Output</i>	<i>Signal_Output</i>
	<i>Psat</i>	0.0
	<i>Seed</i>	100
	<i>Step</i>	1e-10
	<i>Wavelength_Flat_Gain</i>	<i>Off</i>

Tabela 7 - Parâmetros locais e globais dos dispositivos da transmissão. *Parâmetro Global.

Dispositivo	Parâmetro	Valor
<i>EDFA_ODE</i>	<i>AE_Spectrum</i>	
	<i>ASE</i>	500 GHz (<i>Off</i>)
	<i>Bandwidth</i>	0.75 % <i>Sample_Rate</i>
	<i>Delta</i>	0.5
	<i>Delta_Z</i>	128
	<i>Gain</i>	21 dB (<i>Off</i>)
	<i>Gamma_Pump</i>	0.37
	<i>Gamma_Signal</i>	0.42
	<i>L</i>	1.0
	<i>Npoints</i>	256
	<i>Number_of_Iterations</i>	2
	<i>Output</i>	<i>Signal</i>
	<i>Ppth</i>	8.5 dBm
	<i>Ppump</i>	20 dBm
	<i>Psat</i>	0 dBm
<i>EDFA_ODE</i>	<i>Ro</i>	1e25m ⁻³
	<i>Seed</i>	100
	<i>SigmaP</i>	1e-25m ²
	<i>Wavelength_Flat_Gain</i>	1550 nm (<i>Off</i>)

Tabela 8 – Parâmetros locais do modelo EDFA_ODE.

Os parâmetros dos dispositivos que compõem o receptor estão listados na Tabela 9.

Dispositivo	Parâmetro	Valor
<i>PIN</i>	<i>Add_Shot_Noise</i>	<i>Yes</i>
	<i>Dark_Current</i>	10.0 nA
	<i>Responsivity</i>	0.6 A/W
	<i>Seed</i>	100
	<i>Thermal_Noise</i>	3
<i>Gaussian_Filter</i>	<i>Bandwidth</i>	0.75 % <i>Bit_Rate</i>
	<i>Depth</i>	30
	<i>Loss</i>	0.1
	<i>Frequency</i>	0 GHz
	<i>Operation_Mode</i>	<i>Bandpass</i>
	<i>Order</i>	1
	<i>Delay_Compensation</i>	<i>Periodic</i>
	<i>Eye_Window</i>	1.5

BER	<i>Ignore_End_Bits</i>	1
	<i>Ignore_Start_Bits</i>	0
	<i>Decision_Point</i>	<i>Optimum</i>
	<i>Threshold</i>	<i>Optimum</i>
	<i>Output</i>	<i>BERxDecision_Point</i>
Eye	<i>Append</i>	<i>No</i>
	<i>Domain_Unit</i>	<i>Time</i>
	<i>Eye_Window</i>	1.5
	<i>Ignore_Bits</i>	0
	<i>Ignore_End_Bits</i>	1
	<i>Ignore_Start_Bits</i>	0
	<i>Plot_FileName</i>	C:\SimNT\Eye.dat

Tabela 9 - Parâmetros locais e globais dos dispositivos do receptor.

4.2.2 - Resultados da Simulação

Nesta seção são apresentados os resultados gerados pelos dispositivos. O sinal gerado na saída do gerador de pulsos *NRZ*, em todas as fontes ópticas, com uma sequência de 32 bits, pode ser visualizado na Figura 26.

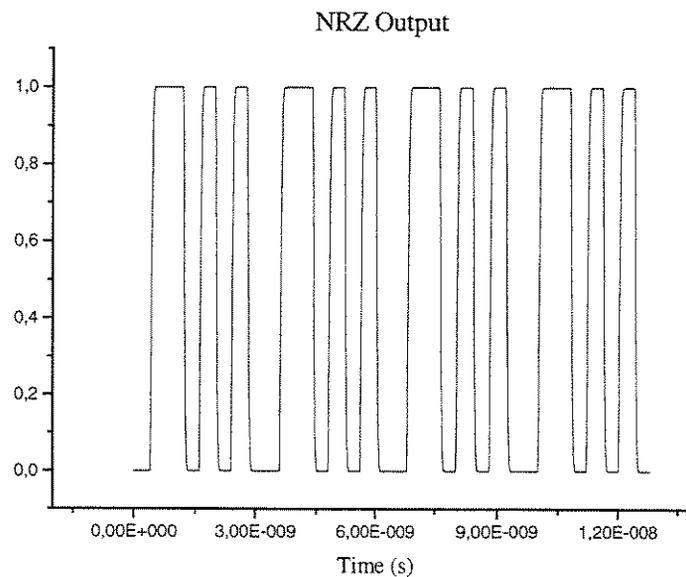


Figura 26 – Sinal na saída do bloco NRZ.

Este sinal é inserido no modulador externo, no caso o Mach-Zehnder. Este será o sinal modulador enquanto o sinal gerado pelo laser CW será a portadora. Na Figura 27 pode ser visualizado o sinal na saída do modulador.

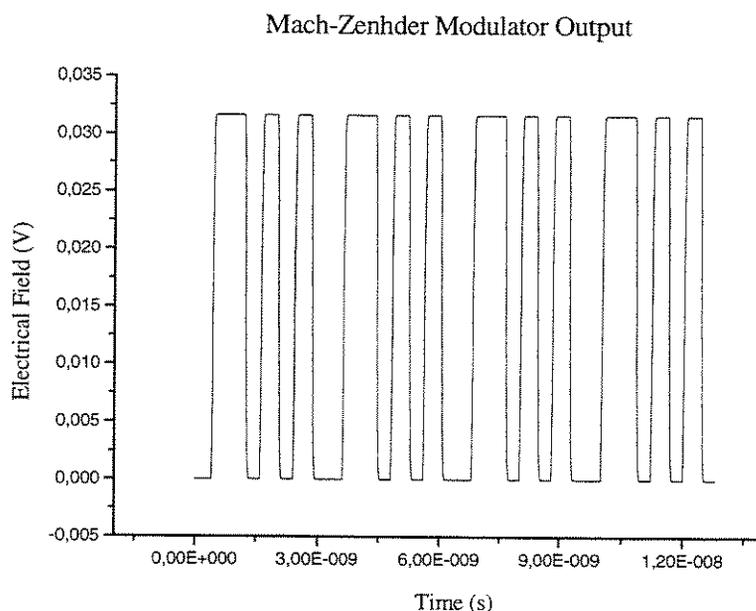


Figura 27 – Sinal na saída do modulador Mach-Zehnder.

O sinais das portadoras gerados pelos lasers CW são referenciados à frequência de 193100 GHz (aproximadamente 1553,5 nm – equivalente a 0 WDM_Channel) e com potência de 0 dBm. Os sinais são espaçados de 50 GHz (parâmetro *Channel_Spacing*), assim os canais estão em 193100, 193150, 193200 e 193250 GHz. O espectro do sinal na saída do modulador é apresentado na Figura 28.

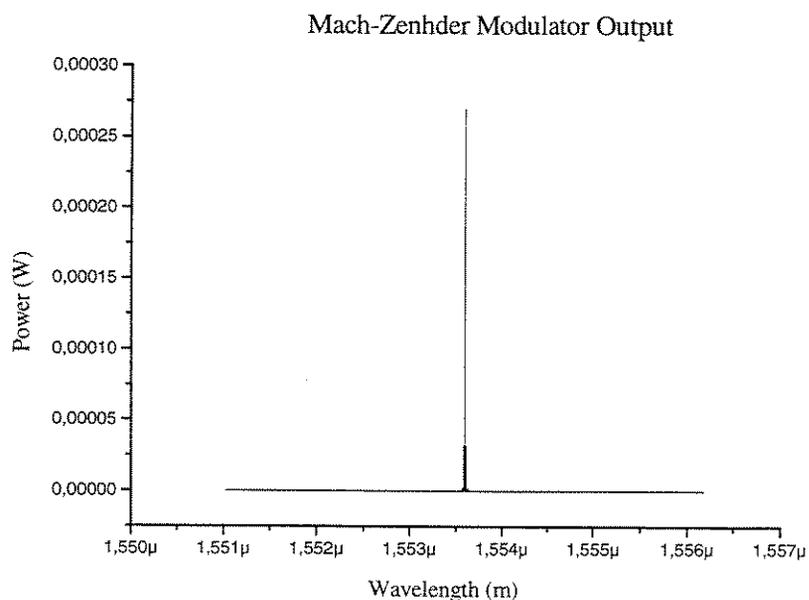


Figura 28 – Espectro do sinal na saída da fonte óptica.

O sinal gerado pela última fonte óptica, subsistema 3, possui fase diferente de 0, como pode ser observado na Figura 29, pois o modulador de Mach-Zehnder não está operando como um modulador de amplitude ideal, como ocorre para as outras fontes ópticas.

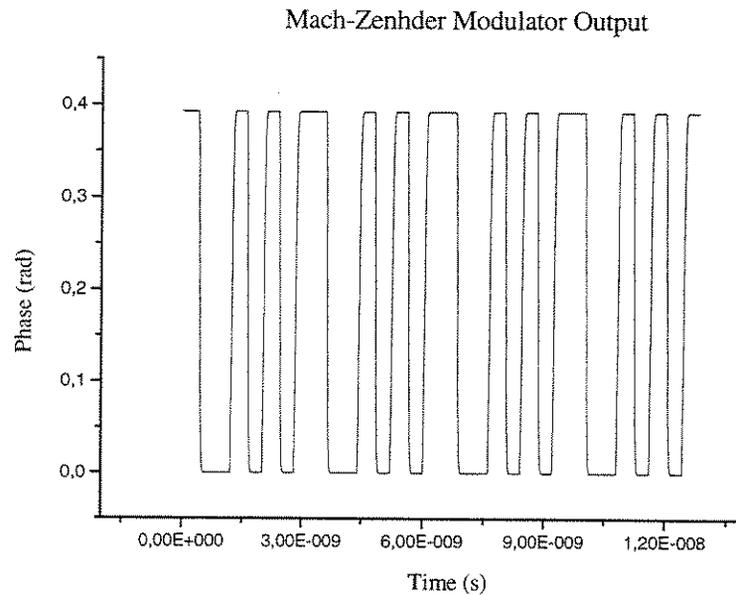


Figura 29 - Fase do sinal na saída do modulador.

O sinal gerado pelas fontes ópticas é então multiplexado. O espectro de resposta do multiplexador pode ser observado na Figura 30 enquanto na Figura 31 tem-se o sinal no domínio do tempo.

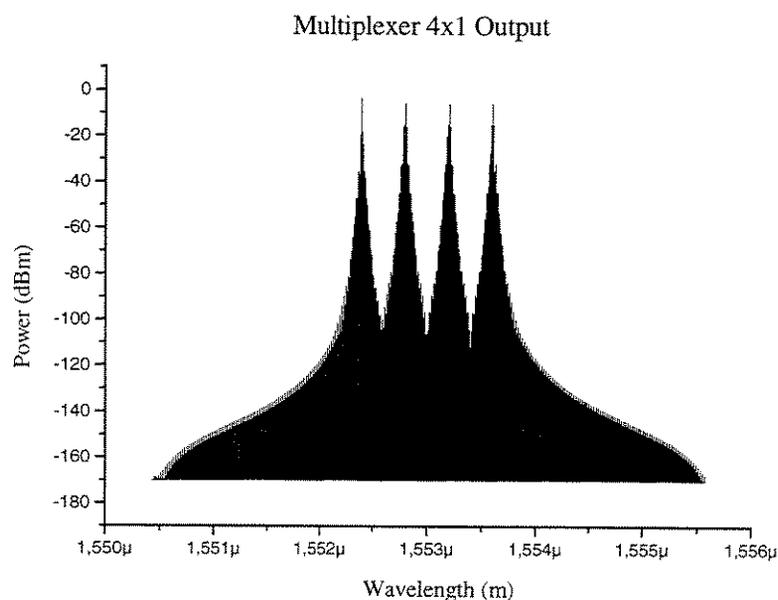


Figura 30 - Espectro na saída do multiplexador.

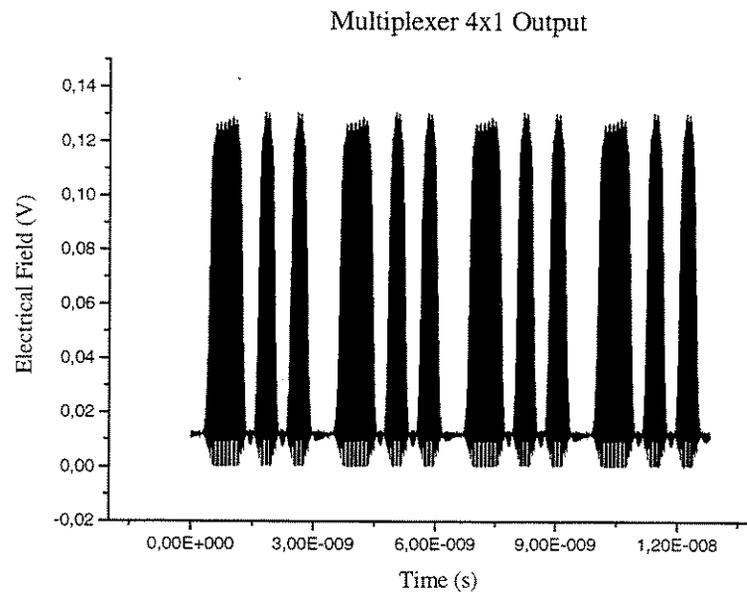


Figura 31 - Sinal na saída do multiplexador.

O sinal da saída do multiplexador é agora aplicado nos primeiros 100 km de fibra. O resultado pode ser observado na Figura 32. Observe os picos laterais surgidos após este primeiro trecho de fibra. Após passar pela fibra, o sinal entra no laço, onde é compensado pelo amplificador e inserido em mais 100 km de fibra, por 4 vezes, sendo então amplificado uma última vez por um pré-amplificador. Este sinal após ser filtrado, isto é, após ser isolada a portadora de interesse, será o sinal recebido pelo receptor.

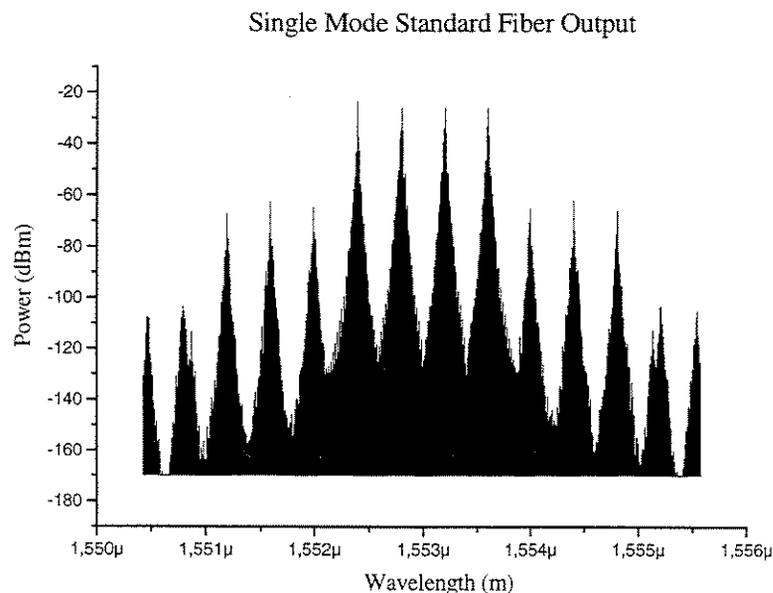


Figura 32 – Espectro do sinal após os primeiros 100 km de fibra.

Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

Deve-se lembrar que o comprimento de onda com dispersão zero para esta fibra é de 1310 nm, enquanto as portadoras dos canais estão na região de 1553 nm. O valor da dispersão para esta região do espectro é elevado, 17.6346 ps/kmnm. Pode-se utilizar uma fibra monomodo com dispersão deslocada para atenuar o valor do coeficiente de dispersão.

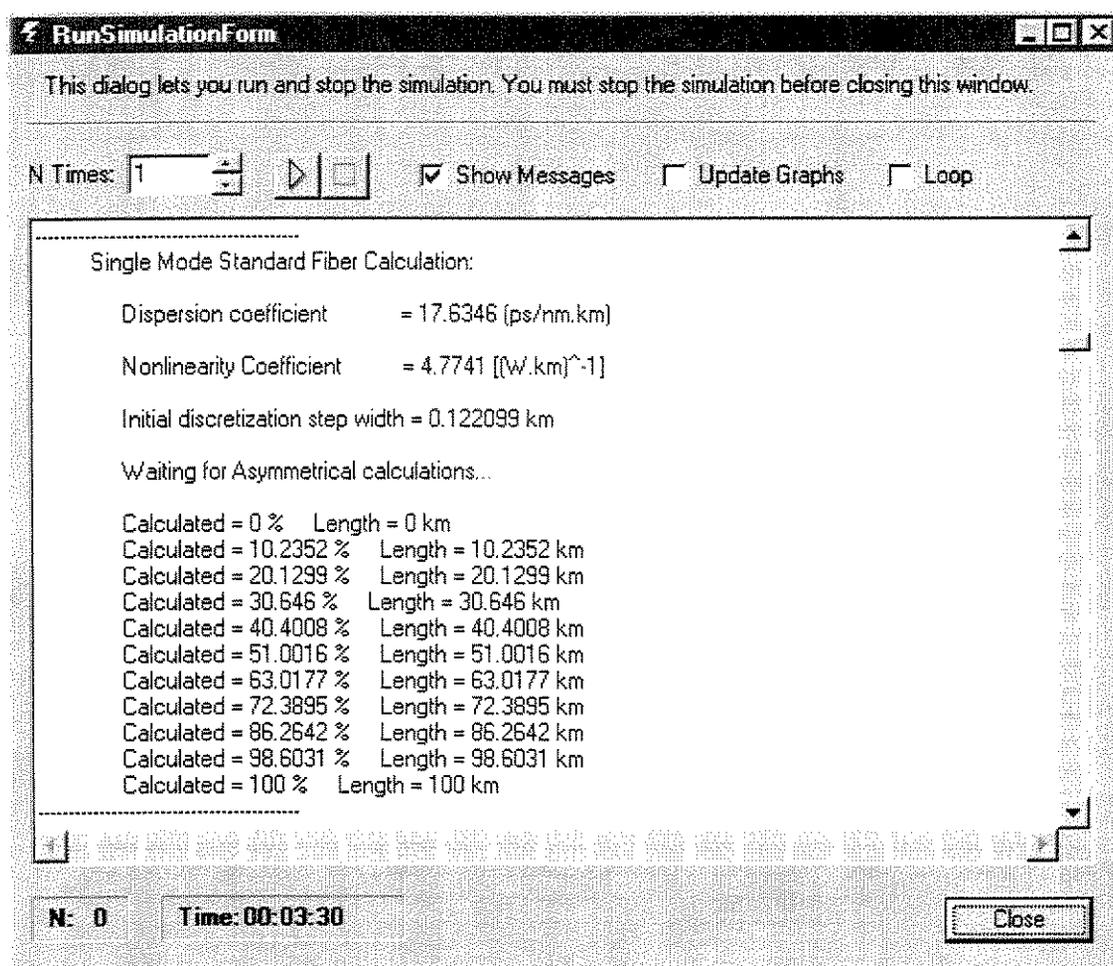


Figura 33 – Resultados da fibra monomodo gerados na janela de simulação.

O espectro do sinal após passar pelo pré-amplificador pode ser observado na Figura 34.

Observe que os picos laterais que apareciam no espectro da Figura 32 foram suprimidos pelo ruído gerado pelos amplificadores em cascata. O objetivo do uso dos amplificadores é compensar as perdas inseridas pelas fibras. O valor da atenuação das fibras é de 0,2 dB/km, o que significa dizer que, para uma fibra com 100 km de extensão, ocorrerá uma atenuação no sinal de 20 dB.

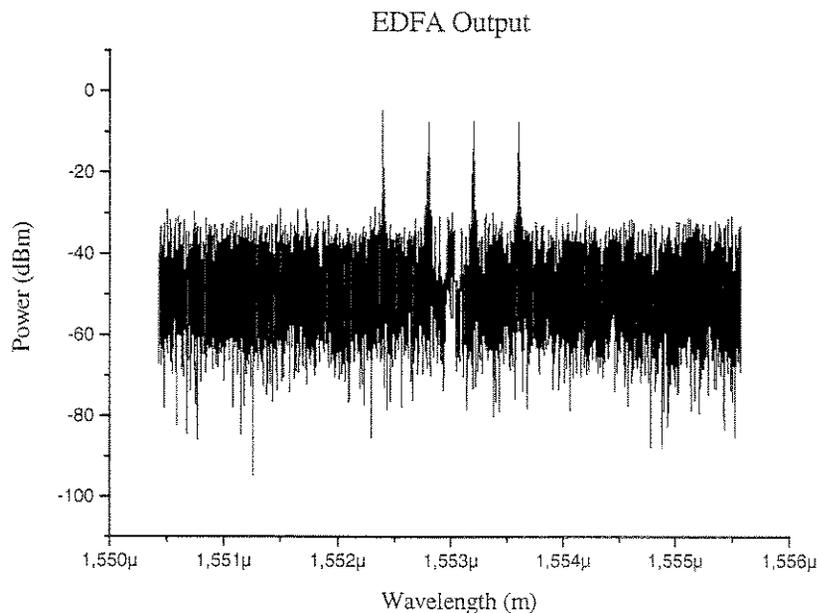


Figura 34 - Espectro do sinal na saída do pré-amplificador.

O valor para o ganho máximo do amplificador foi de 35 dB, resultando em um ganho não saturado na região plana da curva de ganho de 19,95 dB. Como a potência do sinal de entrada satura o amplificador, o ganho diminui para 17,86 dB, como pode ser observado na Figura 35. Ao longo do enlace o sinal que chega no próximo amplificador é menor do que o sinal que chegou no amplificador anterior já que o ganho do amplificador foi menor que a atenuação inserida pela fibra naquele trecho. Desta forma a potência do sinal de entrada é menor, saturando menos o amplificador, como pode ser observado pelo valor do ganho do último amplificador dentro do enlace, de 19,25 dB, e que pode ser visualizado na Figura 36.

As perdas inseridas pelas fibras ao longo do enlace são de 100 dB sendo que o ganho dado pelos amplificadores de linha foi de apenas 74,83 dB, ocasionando uma perda no sinal original de 25,17 dB. Para compensar esta perda é inserido um pré-amplificador com ganho máximo de 45 dB e ganho não saturado na região plana de 25,65 dB. O ganho real do amplificador foi de 24,63 dB, para a região plana, como pode ser observado na Figura 37.

Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

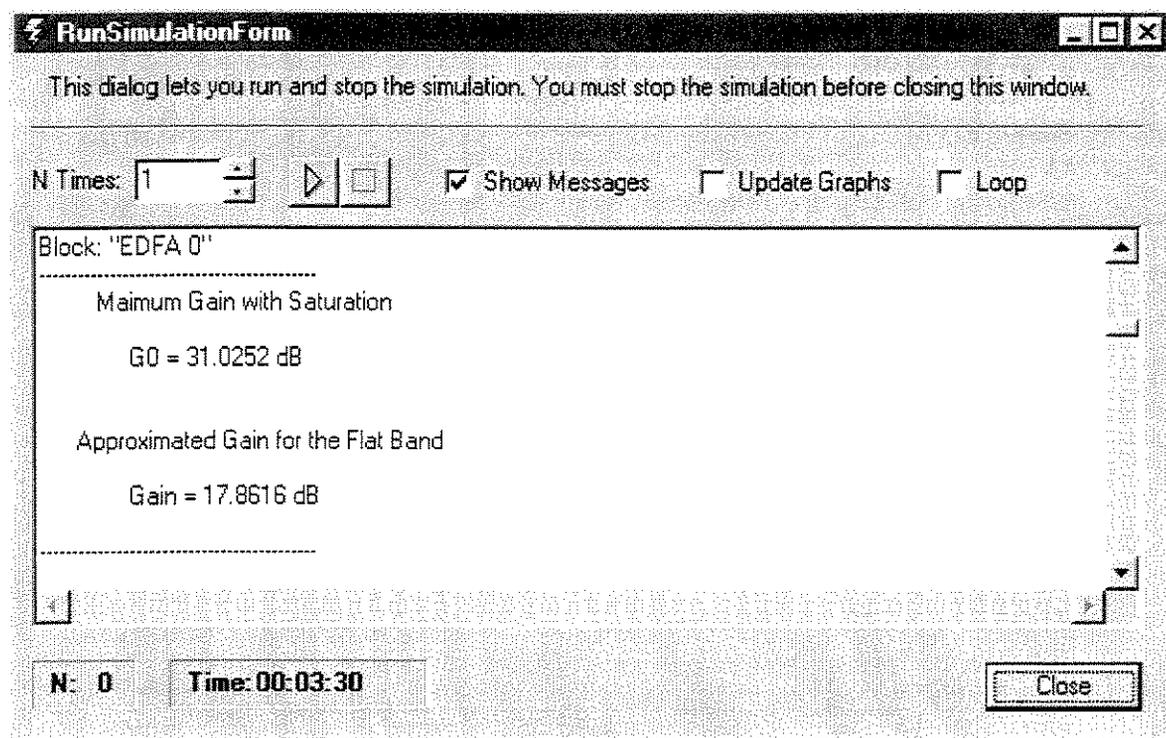


Figura 35 – Resultados gerados pelo amplificador na janela de simulação.

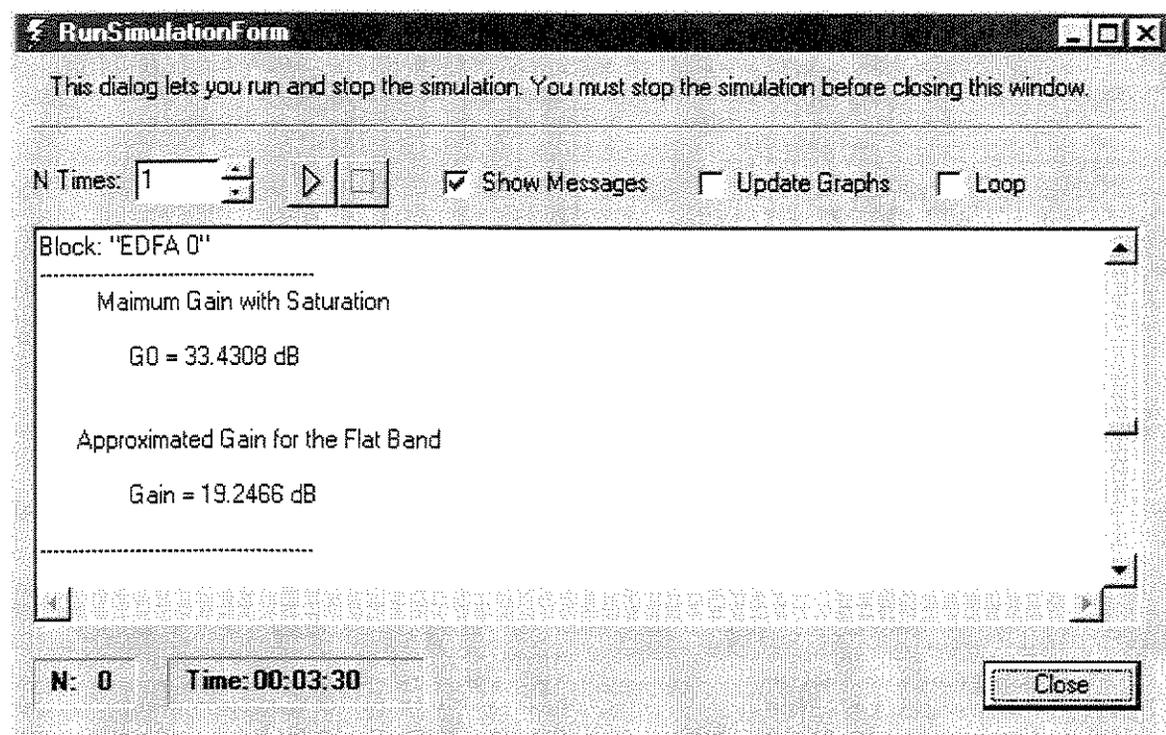


Figura 36 - Resultados gerados pelo último amplificador do enlace.

Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

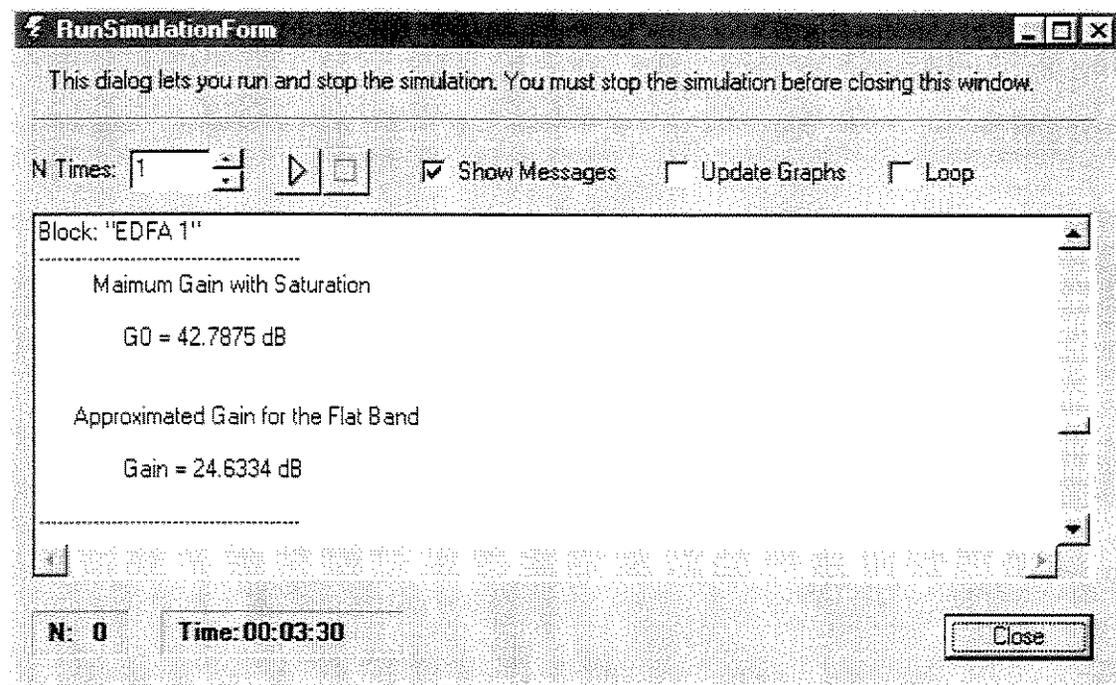


Figura 37 - Resultados gerados pelo pré-amplificador.

O fotodiodo PIN recebe o sinal da Figura 34 filtrado e gera um sinal de corrente. Os sinais filtrados para serem analisados são os gerados pela primeira e última fonte óptica. A resposta do fotodiodo PIN a estes dois sinais pode ser observada nas figuras Figura 38 e Figura 39, respectivamente.

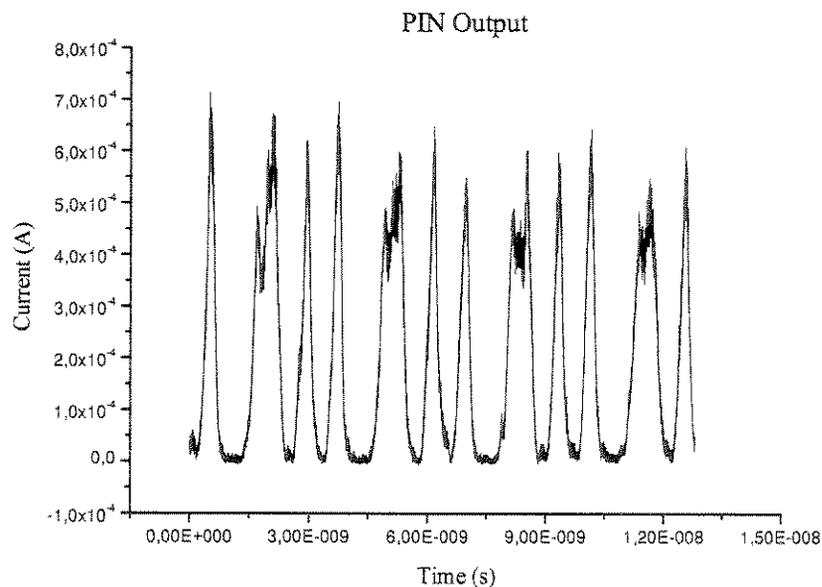


Figura 38 – Resposta do fotodiodo PIN.

Estes sinais gerados pelo fotodiodo serão filtrados eletricamente por um filtro gaussiano, sendo utilizado pelo BER para comparar com o sinal originalmente transmitido. As respostas dos filtros podem ser visualizadas na Figura 40 para a fonte do subsistema 0 e na Figura 41 para a fonte do subsistema 3.

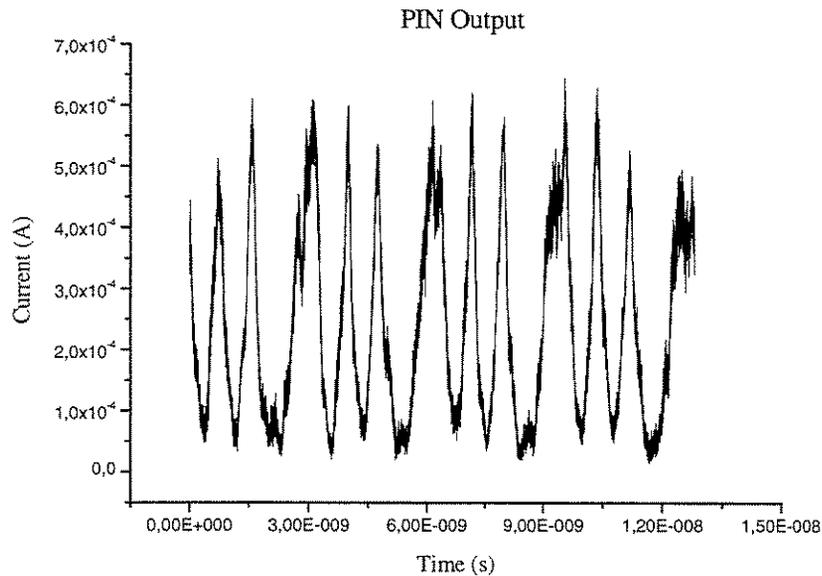


Figura 39 - Sinal gerado pelo fotodiodo para a fonte do subsistema 3.

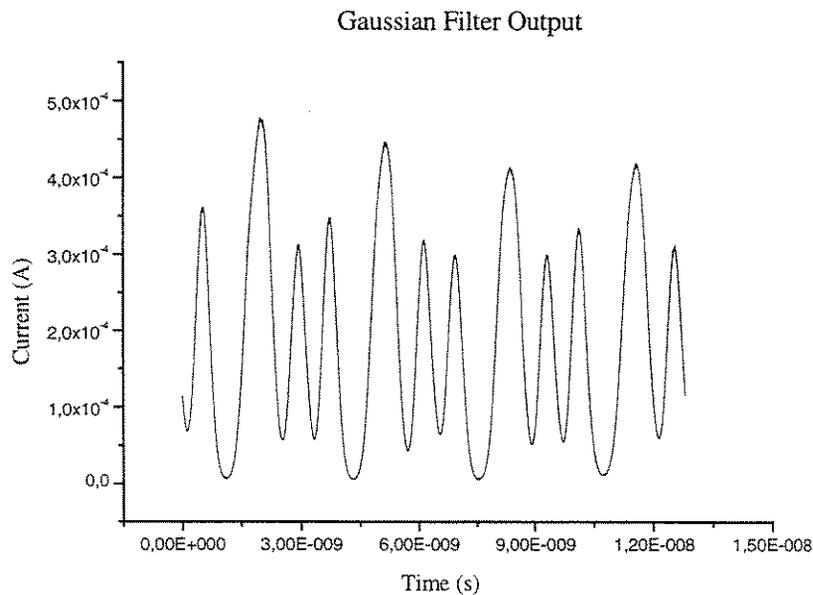


Figura 40 – Resposta do filtro elétrico gaussiano.

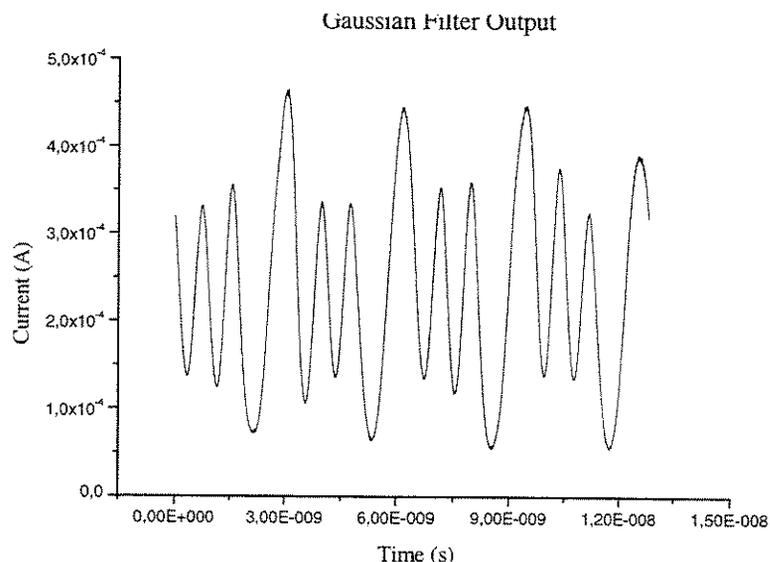


Figura 41 – Resposta do filtro elétrico gaussiano à fonte do subsistema 3.

Para termos uma visão mais quantitativa do desempenho do sistema, podemos observar as figuras Figura 42 e Figura 43 onde são apresentadas a curva da taxa de erro de bits e o diagrama de olho para o sinal gerado pelo subsistema 0, e as figuras Figura 44 e Figura 45 onde estas curvas são apresentadas para o sinal gerado pelo subsistema 3.

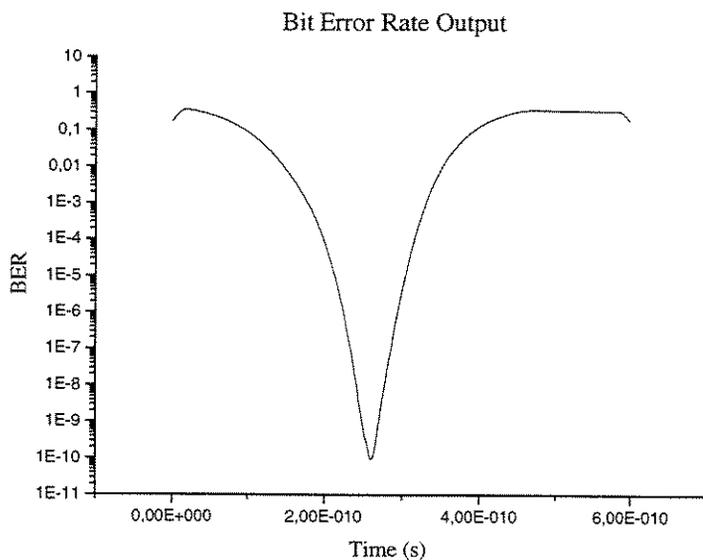


Figura 42 – Curva da taxa de erro de bits para o sinal do subsistema 0.

As diferenças ocorridas entre as curvas de taxa de erro de bits devem-se exclusivamente ao fato do sinal gerado pelo subsistema 3 ter sido modulado pelo modulador de Mach-Zehnder operando no modo de um amplificador de amplitude não ideal, como foi visto anteriormente.

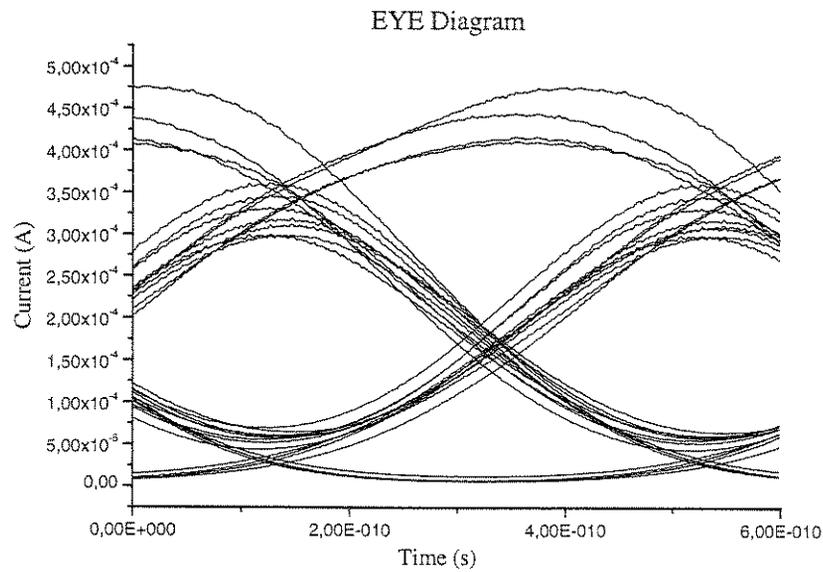


Figura 43 – Diagrama de olho do sinal do subsistema 0.

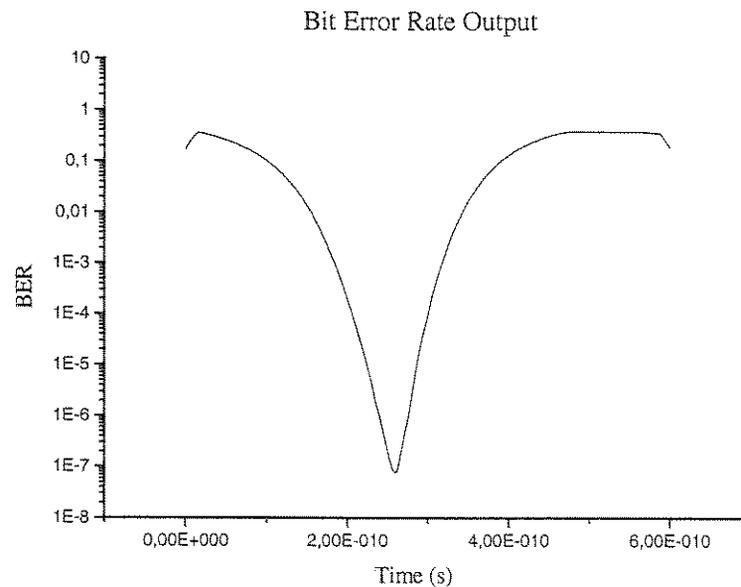


Figura 44 – Taxa de erro de bits para o sinal do subsistema 3.

Além dos resultados apresentados nas figuras anteriores, alguns outros resultados e dados são apresentados na janela de simulação do SimNT e podem ser visualizados na Figura 46, para o caso do sinal gerado pelo subsistema 0 e na Figura 47 para o sinal gerado pelo subsistema 3.

Para melhorar o desempenho do sistema algumas medidas podem ser adotadas como a substituição da fibra monomodo para uma fibra monomodo com dispersão deslocada ou então o uso de amplificadores com valor de ganho mais elevado. O uso de filtros ópticos sintonizáveis logo após

Exemplos de Simulações de Sistemas Ópticos

os amplificadores também melhora a taxa de erro do sistema, já que irá diminuir o ruído gerado pelos amplificadores ópticos.

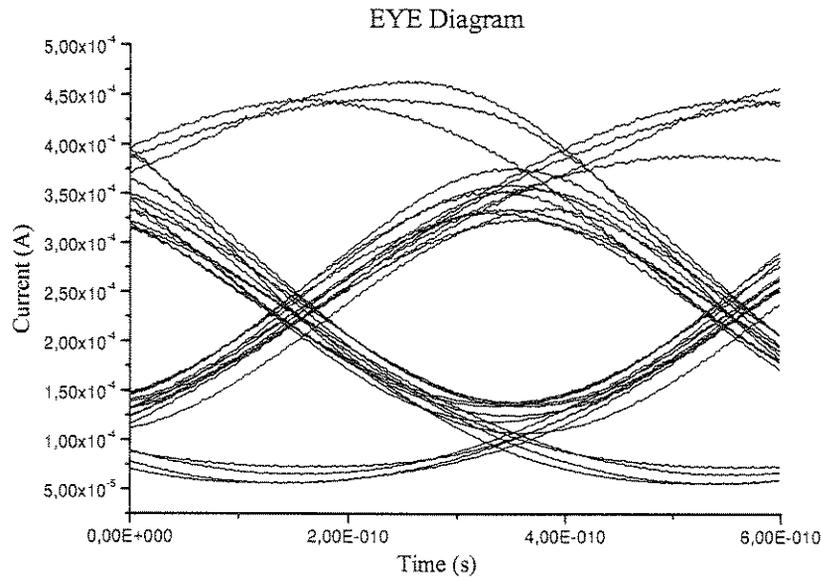


Figura 45 - Diagrama de olho do sinal gerado pelo subsistema 3.

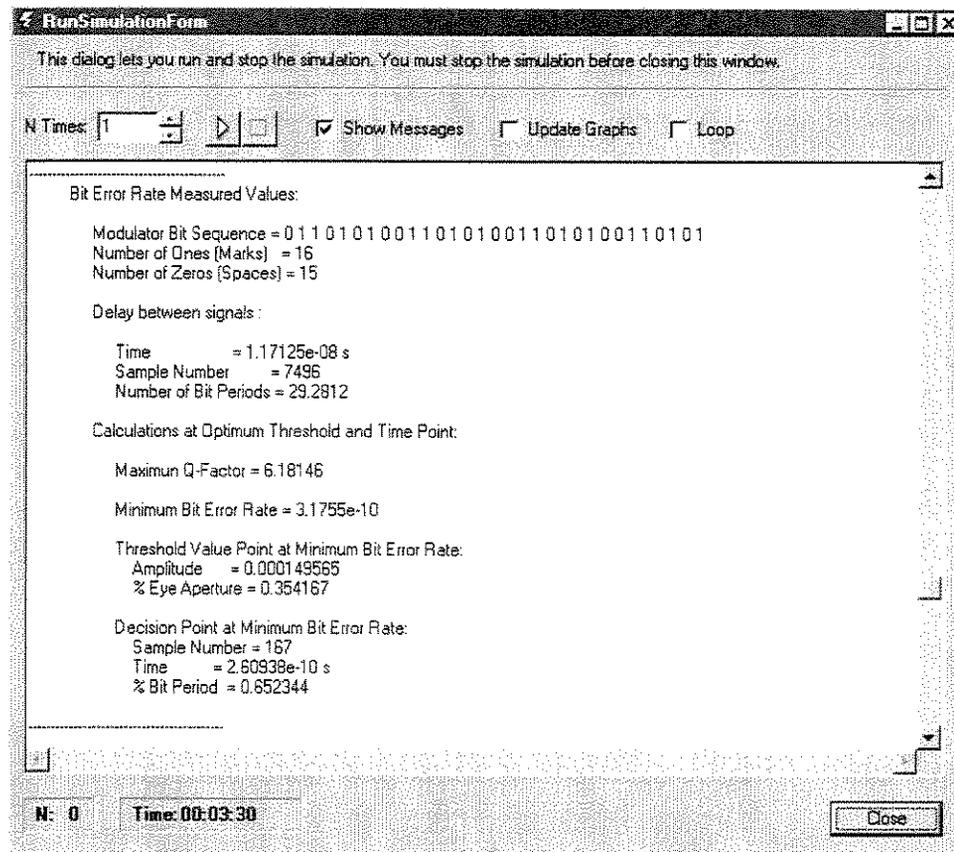


Figura 46 – Resultados apresentados na janela de simulação para o sinal do subsistema 0.

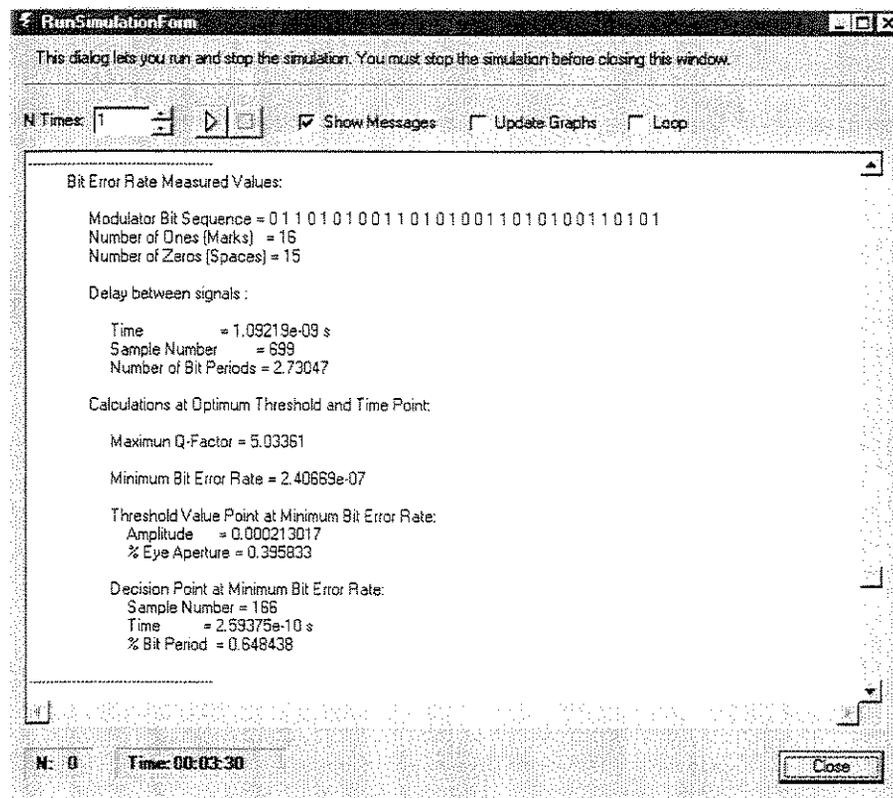


Figura 47 – Resultados da simulação para o sinal gerado pela fonte do subsistema 3.

4.3 - Referências Bibliográficas

- [1] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", John Wiley & Sons, segunda edição, EUA, California, 1997.
- [2] P. E. Green Jr., "Fiber Optic Networks", Prentice Hall, EUA, 1993.
- [3] R. Ramaswami, R. N. Sivarajan. "Optical Networks – A Practical Perspective", Morgan Kaufmann Publishers, EUA, 1998.
- [4] J. C. Cartledge, G. S. Burley, "The Effect of Laser Chirping on Lightwave System Performance", Journal of Lightwave Tehcnology, Vol. 7, No. 3, pp 568-573, March 1989.
- [5] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics", Academic Press, segunda edição, EUA, 1995.
- [6] E. Desurvire, "Erbium-Doped Fiber Amplifiers – Principles and Applications", J. Wiley, New York, 1994.
- [7] M. C. Jeruchim, P. Balaban and K. S. Sahnugan, "Simulation of Communication Systems", Plenum Press, primeira edição, EUA, 1992.
- [8] A Handbook on Electrical Filters "Electrical Filters – Synthesis, Design and Applications", Whyte Eletromagnetics, USA, 1963.

CAPÍTULO V

5. CONCLUSÕES E OBJETIVOS FUTUROS

Neste trabalho, foram desenvolvidos modelos computacionais de dispositivos ópticos para o programa de simulação SimNT^[1], com o objetivo de criar uma biblioteca de modelos para a simulação de sistemas ópticos de comunicação. Dentre os modelamentos realizados abordou-se com maior interesse os dos amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio, EDFAs. Foram desenvolvidos dois modelos para os EDFAs, ambos para pequenos sinais. Podemos classificar esses modelos como sendo um de modelamento simplificado (modelo *EDFA*) e o outro mais complexo (modelo *EDFA_ODE*). O modelamento simplificado é baseado nas equações de ganho máximo do amplificador, enquanto o segundo modelamento é baseado na resolução numérica das equações de propagação que representam o modelo.

Com o intuito de criar uma dependência entre o ganho do amplificador e o comprimento de onda da portadora do canal para o primeiro modelo, foi utilizada uma curva de ganho normalizada do amplificador como parâmetro de entrada. Assim, após o cálculo do ganho máximo saturado, pode-se obter o ganho para qualquer comprimento de onda dentro do espectro de operação do dispositivo. Este parâmetro é requisito essencial para a simulação do amplificador, sendo que normalmente é encontrado nos catálogos dos fabricantes. Assim sendo, o modelamento do modelo *EDFA* é totalmente baseado na equação de ganho máximo e na curva espectral normalizada de ganho do amplificador. Este modelo, em condições normais, é mais rápido que o modelo *EDFA_ODE*, já que exige-se um maior processamento apenas para o cálculo do ganho máximo saturado.

O segundo modelo é baseado na resolução das equações de propagação, onde utilizou-se o método de Runge-Kutta. Para a resolução destas equações é indispensável as curvas espectrais das seções transversais de emissão e absorção do amplificador. Estas curvas não são de fácil obtenção, sendo este o motivo que nos incentivou a desenvolver o modelo anterior. Este modelamento é mais realista - o que torna seu custo computacional mais elevado em uma simulação - permitindo que o

usuário altere parâmetros físicos do dispositivo, o que não acontece no modelo simplificado. Apesar deste modelo ter sido desenvolvido para pequenos sinais, ele apresentou resultados aceitáveis quando usado com grandes sinais, o que permite utilizá-lo como um amplificador de potência, além de amplificador de linha é pré-amplificador, situações onde o modelo simplificado funciona adequadamente. Como foi explicado no Capítulo 3, para diminuir o tempo de simulação deste dispositivo foi criado um mecanismo pelo qual são gerados canais com potência virtual maior do que a potência normal do canal, devido a integração feita nos pontos próximos ao ponto onde está este canal, sendo que pontos mais afastados (depende do valor do parâmetro *Bandwidth*) são desprezados. Este dispositivo não funciona adequadamente quando a fonte óptica gera um sinal constante na frequência, como é o caso do sinal gerado pelo *Delta_Laser* (impulso no tempo), uma vez que na integração, parte da potência do sinal será desprezada diminuindo a saturação do amplificador. Outra desvantagem deste modelo é que ele necessita da posição onde estão localizados os canais no espectro, que é obtido do parâmetro *Channel_Index* gerado por qualquer dispositivo que acople sinais, para o cálculo da curva de ganho do amplificador. No SimNT, todos os modelos que acoplam sinais geram este parâmetro, mas se o usuário desenvolver um dispositivo acoplador que não gere, o modelo *EDFA_ODE* não poderá ser utilizado.

Os resultados obtidos nas simulações com os dois amplificadores mostraram-se bem próximos aos resultados tanto teóricos como práticos apresentados na literatura^{[2][3][4]}.

Uma maneira de solucionar o problema gerado pela falta da propriedade *Channel_Index* é criando um método alternativo para o modelo *EDFA_ODE*. Quando esta propriedade não estiver disponível, o modelo gerará canais virtuais a partir do espectro recebido. Assim, se esses canais virtuais tiverem um valor de potência maior que o valor mínimo definido pelo usuário, eles são reconhecidos como canais reais e serão utilizados no cálculo da curva de ganho do amplificador. Algumas otimizações ainda podem ser feitas dentro dos algoritmos que calculam as rotinas internas do modelo, principalmente em relação as FFTs, o que o tornará o modelo mais rápido.

Alguns objetivos para trabalhos futuros relativos ao SimNT:

- Desenvolver um analisador de sinais, que permitirá ao usuário a realização de operações com os sinais recebidos. Além disso, os dados e propriedades do sinal recebido da simulação serão armazenados, o que possibilitaria o seu uso várias vezes, podendo visualizar o sinal no domínio do tempo e depois da frequência sem a necessidade de se

refazer a simulação. Este analisador dispensaria o uso dos dispositivos de visualização gráfica como o analisador de espectro e osciloscópio entre outros;

- Criação de um sistema inteligente de simulação, que detectará o parâmetro alterado pelo usuário, e realizara a simulação novamente somente a partir do dispositivo onde este parâmetro foi alterado;
- Desenvolvimento de novos modelos de dispositivos, principalmente de modelos para a simulação de sistemas ópticos WDM;
- Simulação de protocolos de redes WDM.

5.1 - Referências Bibliográficas

- [1] Klein, J., “SimNT – Uma Ferramenta para a Simulação de Sistemas de Comunicação”, Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, UNICAMP. Orientador: Prof. Dr. Leonardo de Souza Mendes, Agosto 1995.
- [2] E. Desurvire, “Erbium-Doped Fiber Amplifiers – Principles and Applications”, J. Wiley, New York, pp. 03-36, 410-419, 591-595, 655-657, 1994.
- [3] E. Desurvire, C. R. Giles and Jay R. Simpson, “Gain Saturation Effects in High-Speed, Multichannel Erbium-Doped Fiber Amplifiers at $\lambda = 1.53\mu\text{m}$ ”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 7, pp. 2095-2104, n° 12, 1989.
- [4] Kyo Inoue, Hiromu Toba and Kiyoshi Nosu, “Multichannel Amplification Utilizing an Er^{3+} -Doped Fiber Amplifier”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, pp. 368-374, n° 03, 1991.

Apêndice A

Biblioteca de Modelos

A capacidade de simulação de sistemas ópticos no SimNT esta limitada à biblioteca de modelos disponível. Mesmo com a possibilidade do usuário desenvolver seus próprios modelos para o SimNT, o objetivo é fornecer o maior número possível de modelos de dispositivos ópticos encontrados comercialmente, bem como de ferramentas que auxiliem na análise e visualização dos resultados fornecidos pelo simulador e que dessa forma venham facilitar ao máximo a utilização do programa.

A biblioteca atual do SimNT conta com mais de 80 modelos, entre dispositivos e ferramentas, como modelos de geradores de pulsos, fibras, acopladores, amplificadores, divisores, fontes, multiplexadores, demultiplexadores, filtros, osciloscópio, analisador de espectro, diagrama de olho, entre outros.

Neste apêndice serão descritos os princípios básicos de funcionamento destes modelos, bem como suas características e parâmetros que podem ser alterados pelo usuário. Este capítulo também servirá como base para o desenvolvimento do manual de componentes do SimNT.

A.1 - Geradores de Seqüência de Bits

São os modelos responsáveis pelo fornecimento da seqüência de bits que será simulada. Alguns parâmetros disponíveis nos geradores são globais, isto é, são parâmetros do sistema e são comuns a todos os modelos do simulador. Na Tabela 1, podem ser visualizados esses parâmetros, sua descrição, modos de operação (dBm, W, nm, GHz, Gbits/s, Sim (*Yes*), Não (*No*) entre outros) e valores padrão.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Bit_Rate</i>	Gbits/s	2.5
<i>Sequence_Length</i>		8

Tabela 1 - Parâmetros globais dos geradores de seqüência de bits.

1. **Bit_Rate:** é a taxa de bits que será utilizada na simulação do sistema. No caso de um sistema possuir vários geradores, todos podem ler um mesmo valor global de *Bit_Rate*, ou cada um pode gerar sua própria taxa de bits;
2. **Sequence_Length:** é o comprimento da seqüência de bits, isto é, quantos bits serão utilizados na simulação do sistema.

A.1.1 - Seqüência de Bits fornecida pelo Usuário (*Sequence*)



Este modelo disponibiliza em sua saída uma seqüência de bits (0s e 1s) fornecida pelo usuário. Esta seqüência pode ser inserida por meio de um arquivo *.txt* ou simplesmente ser editada na janela de parâmetros do modelo, no parâmetro *Sequence*.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Sequence</i>		01101010

Tabela 2 - Parâmetros locais do modelo *Sequence*.

1. **Sequence:** seqüência de bits que será utilizada.

A.1.2 - Gerador de Seqüência de Bits Pseudoaleatória (*Random*)



O método utilizado para gerar a seqüência de bits pseudoaleatória foi baseado na teoria de polinômios primitivos de módulo 2. Todo polinômio primitivo módulo 2 de ordem n define uma relação de recorrência para obter aleatoriamente um novo bit, a partir dos bits anteriores. Esta relação de recorrência garante a produção de uma seqüência de comprimento máximo, isto é, todas as seqüências possíveis de n bits, com exceção da seqüência com tudo zero. Por essa razão, pode-se inicializar a seqüência com qualquer padrão de bits, com exceção de tudo zero, e obter $2^n - 1$ bits aleatórios antes que seqüência se repita^[1]. Os parâmetros do modelo são descritos na Tabela 3.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Probability</i>		0.5 ou 50%
<i>Seed</i>		100

Tabela 3 - Parâmetros locais do modelo.

1. **Probability:** é a probabilidade de que bits de valor 1 ocorram na seqüência gerada;
2. **Seed:** valor que será utilizado como semente na geração da seqüência aleatória.

A.2 - Geradores de Pulso

Os geradores de pulsos são modelos práticos que geram pulsos ópticos ou elétricos, a partir da seqüência de bits recebida na sua entrada. Quando utilizados como um dispositivo elétrico eles fornecem a corrente ou tensão de modulação de fontes ópticas. Os parâmetros globais gerados pelos geradores de pulso podem ser visualizados na Tabela 4.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Channel_Spacing</i>	GHz ou nm.	50 GHz
<i>Check_Bandwidth</i>	<i>Yes</i> ou <i>No</i> .	<i>Yes</i>
<i>Sample_Rate</i>	<i>GSamples/s</i> ou <i>Samples/Bit</i>	<i>Samples/Bit</i>
<i>Reference_Frequency</i>	GHz ou nm.	193100 GHz

Tabela 4 - Parâmetros globais dos geradores de pulso.

1. ***Channel_Spacing***: determina o valor do espaçamento entre os canais quando o parâmetro *Frequency* estiver operando no modo *WDM_Channel*. Assim, se for utilizado o valor 5 *WDM_Channel*, por exemplo, a portadora será gerada em 193350 GHz para um espaçamento de 50 GHz;
2. ***Check_Bandwidth***: quando ativo (modo *Yes*) o programa verifica antes de realizar a simulação se a largura de banda que está sendo utilizada é suficiente para abranger todos os canais;
3. ***Sample_Rate***: fornecerá a largura de banda desejada;
4. ***Reference_Frequency***: é a frequência da portadora quando o parâmetro *Frequency* está operando no modo *WDM_Channel*. Será a frequência do canal 0 *WDM_Channel*.

Todos os geradores de pulsos necessitam receber em sua entrada uma seqüência de bits. Na Figura 1 mostra-se como utilizar os geradores de pulsos, utilizando como exemplo o gerador de pulso gaussiano.

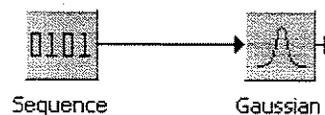
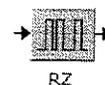


Figura 1 – Gerador de pulso gaussiano.



A.2.1 - Pulso RZ (RZ)

O modelo gera um sinal RZ (*Return to Zero* – retorna para zero). No formato RZ, cada pulso representando o bit 1 tem um tempo de duração menor que a duração do bit (1/taxa de bits). Assim, sua amplitude retorna a zero antes do término da duração do bit. Quando ocorre de bits 1 serem consecutivos em uma seqüência, o sinal não mantém-se no nível 1 quando da transição entre os bits, indo para o nível 0, conforme pode ser observado na Figura 2. O tempo em que o sinal permanece em 0 quando da transição entre bits, depende do valor definido para o parâmetro *Duty_Cicle*. A Tabela 5 mostra os parâmetros locais do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Duty_Cicle</i>		0.6 do período do bit.
<i>Rise_Time</i>		0.25 do período do bit.

Tabela 5 - Parâmetros locais do modelo.

1. ***Duty_Cicle***: porcentagem do tempo de duração em que o sinal permanece no nível 1, quando o valor do bit for 1;
2. ***Rise_Time***: tempo de subida entre 10% e 90% do valor de amplitude do sinal.

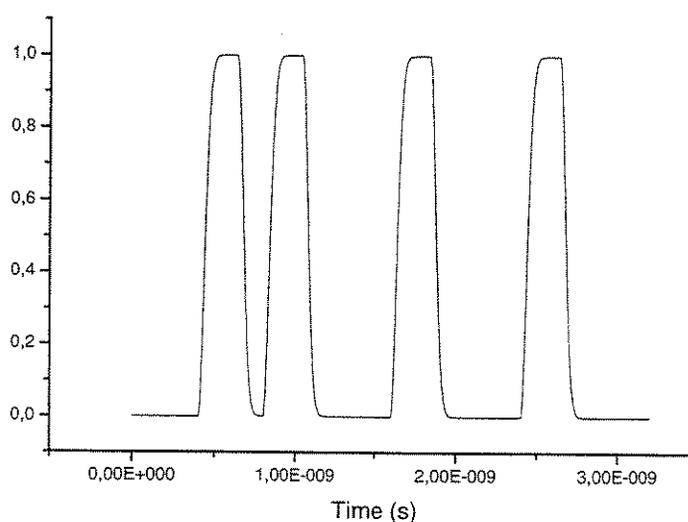
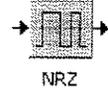


Figura 2 – Sinal de saída do RZ, com *duty_cicle* = 0.6.

A forma de onda de saída é dada por:

$$U(t) = \begin{cases} (1 - e^{-\left(\frac{j2\tau_r}{\text{Sample_Rate}}\right)^2}), & 0 \leq j < \text{Duty_Cicle} * \text{Samples / Bit} \\ e^{-\left(\frac{j2\tau_r}{\text{Sample_Rate}}\right)^2}, & \text{Duty_Cicle} * \text{Samples / Bit} < t < \text{Samples / Bit} \end{cases} \quad (1)$$



A.2.2 - Pulso NRZ (NRZ)

No formato NRZ (*Non Return to Zero* – não retorna para zero), ao contrário do formato RZ, sua amplitude permanece 1 do início ao fim da duração do bit. Uma vantagem do formato NRZ é que a largura de banda associada com a sequência de bits é menor do que no formato RZ por um fator de 2, simplesmente porque as transições *on-off* ocorrem um menor número de vezes. Entretanto, seu uso requer um controle da largura do pulso, e pode levar aos efeitos dependentes do padrão de bits se o pulso óptico sofrer espalhamento durante a transmissão. O formato NRZ é muito utilizado na prática devido a pequena largura de banda do sinal enquanto o formato RZ é necessário para sistemas de comunicação com sólitons. A Tabela 6 mostra o parâmetro local do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Rise_Time</i>		0.25 do período do bit.

Tabela 6 – Parâmetro local do Pulso NRZ.



A.2.3 - Pulso Gaussiano (*Gaussian_Pulse*)

Este modelo gera pulsos gaussianos ou supergaussianos na sua saída. A equação que representa o campo incidente é dada por [2]:

$$U(0,T) = \exp\left[-\frac{T^2}{2T_0^2}\right] \quad (2)$$

onde T_0 é o valor da metade da largura do pulso. Normalmente utiliza-se em lugar de T_0 o valor da largura total para metade do valor máximo do pulso (T_{FWHM} – *full width at half maximum*). Os valores de T_0 e T_{FWHM} para um pulso gaussiano são relacionados por:

$$T_{FWHM} = 2\sqrt{\ln 2} * T_0 \quad (3)$$

assim, substituindo T_0 por T_{FWHM} na equação (2) tem-se:

$$U(0,T) = \exp\left[-\frac{1}{2} \ln 2 \left(\frac{2T}{T_{FWHM}}\right)^2\right] \quad (4)$$

Para que se possa gerar os pulsos supergaussianos acrescenta-se a variável m à equação (4), sendo esta variável responsável pela ordem da gaussiana, assim:

$$U(0,T) = \exp\left[-\frac{1}{2} \ln 2 \left(\frac{2T}{T_{FWHM}}\right)^{2m}\right] \quad (5)$$

Acrescentando o gorjeio e amplitude à (5) tem-se:

$$U(0,T) = A * \exp\left[-\frac{1}{2}(1+iC) \ln 2 \left(\frac{2T}{T_{FWHM}}\right)^{2m}\right] \quad (6)$$

onde C é o gorjeio. Na Tabela 7 podem ser visualizados os parâmetros locais do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Amplitude</i>	MW, Volt ou dBm.	0 dBm.
<i>Chirp</i>		0
<i>Frequency</i>	Nm, GHz ou <i>WDM_Channel</i> .	0 <i>WDM_Channel</i>
<i>Order</i>		1
<i>Width_Pulse</i>	T_0 ou T_{FWHM}	0.1 de T_0

Tabela 7 - Parâmetros locais do pulso gaussiano.

1. **Amplitude:** valor de pico para o pulso;
2. **Chirp:** valor do gorjeio para o pulso gaussiano;
3. **Frequency:** frequência de operação onde será gerado o sinal;
4. **Order:** ordem do pulso gaussiano;
5. **Width_Pulse:** largura do pulso.

Na Figura 3 tem-se o sinal da saída do modelo.

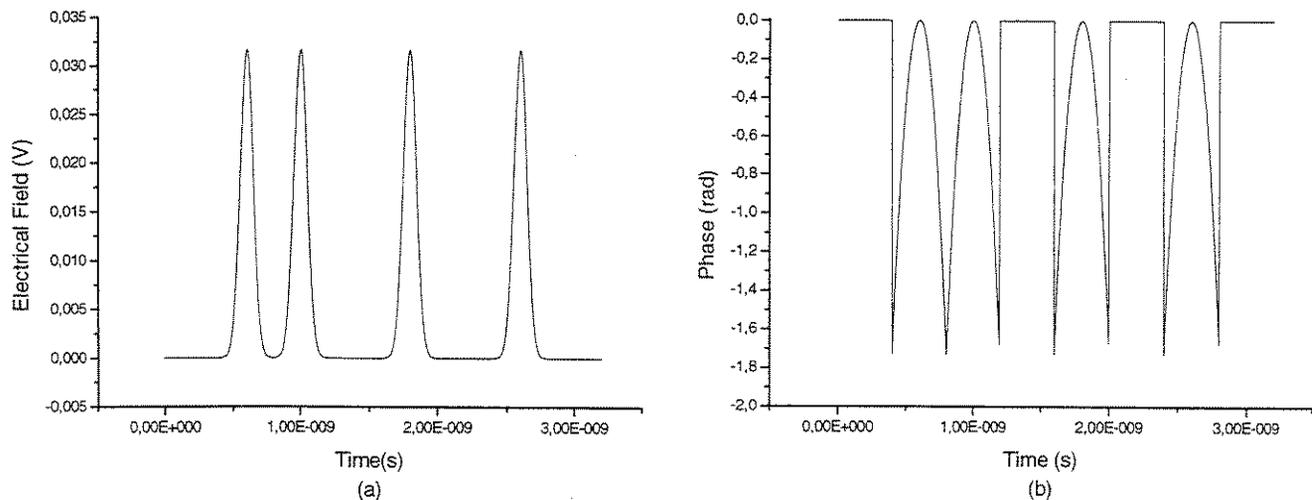
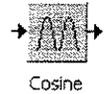


Figura 3 – Sinal de saída do pulso gaussiano no tempo com gorjeio = 0,2. (a) Campo elétrico. (b) Fase.



A.2.4 - Pulso Coseno (*Cosine_Pulse*)

Gera um pulso coseno na sua saída, obedecendo a seguinte equação:

$$U(t) = A * \cos(2\pi * f * t)^2 \quad (7)$$

onde, A é a amplitude, t o tempo e f é dado por:

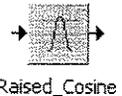
$$f = \frac{Bit_Rate}{2 * Width_Pulse} \quad (8)$$

Na Tabela 8 podem ser visualizados os parâmetros locais do modelo

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Amplitude</i>	mW, dBm ou indefinido.	1 indefinido.
<i>Frequency</i>	Nm, GHz ou <i>WDM_Channel..</i>	0 <i>WDM_Channel</i>
<i>Width_Pulse</i>		1

Tabela 8 - Parâmetros locais do pulso coseno.

1. **Amplitude:** valor de pico para o pulso;
2. **Frequency:** frequência de operação do sinal;
3. **Width_Pulse:** largura do pulso.



A.2.5 - Pulso Coseno Levantado (*Raised_Cosine_Pulse*)

Gera um pulso Coseno Levantado, conforme a seguinte equação:

$$U(t) = \frac{A}{2} * (1 - \sin(\pi * \frac{T}{Slope} * (|t| - \frac{1}{2 * T}))) \quad (9)$$

onde, A é a amplitude, t o tempo, *Slope* a inclinação do pulso e T é dado por:

$$T = \frac{3 * Bit_Rate}{2 * Width_Pulse} \quad (10)$$

Na Tabela 9 podem ser visualizados os parâmetros locais do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Amplitude</i>	mW, dBm ou indefinido.	1 indefinido.
<i>Frequency</i>	Nm, GHz ou <i>WDM_Channel..</i>	0 <i>WDM_Channel</i>
<i>Slope</i>		0.5
<i>Width_Pulse</i>		1

Tabela 9 - Parâmetros locais do pulso coseno levantado.

1. **Amplitude:** valor de pico para o pulso;
2. **Frequency:** frequência de operação do sinal;
3. **Slope:** inclinação do pulso;
4. **Width_Pulse:** largura do pulso.

Na Figura 4, podem ser visualizados os pulsos coseno e coseno levantado.

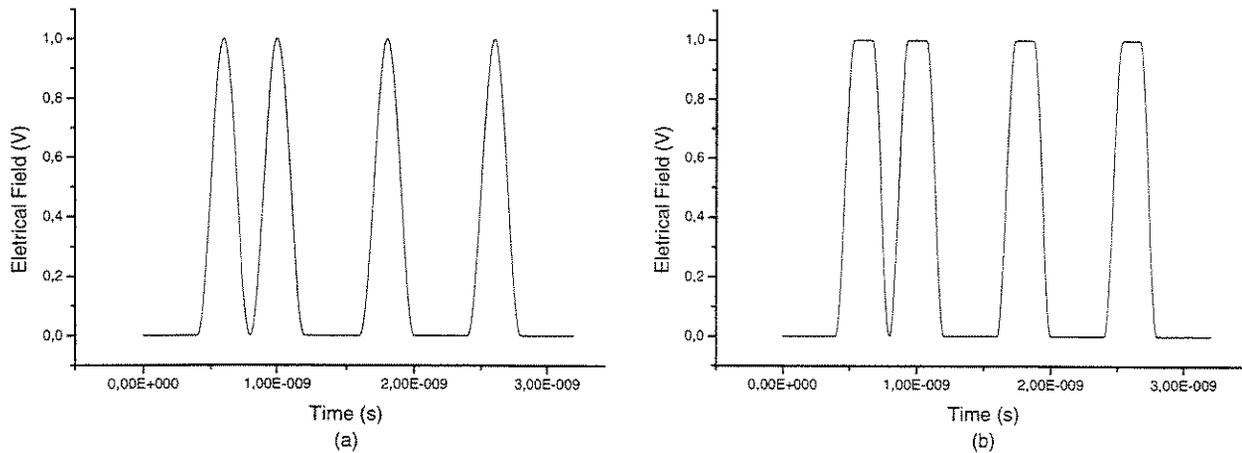


Figura 4 – Sinais de saída. (a) pulso coseno. (b) pulso coseno levantado.

A.2.6 - Soliton (*Soliton*)

O soliton é representado pelo pulso secante hiperbólico que é o formato em que naturalmente ocorre. O termo soliton refere-se a um tipo especial de ondas que podem propagar-se por longas distâncias sem haver distorções do sinal, tendo portanto um grande potencial em aplicações de sistemas de comunicações por fibras ópticas. O campo incidente associado com este pulso é da forma^[2]:

$$E(t) = \frac{A * T_{FWHM}}{\cosh\left(t - \frac{T_{Final}}{2}\right)} \exp\left[-\frac{jC * \left(t - \frac{T_{Final}}{2}\right)^2}{2T_{FWHM}}\right] \quad (11)$$

onde, A é a amplitude, C o valor do parâmetro gorjeio e t o tempo.

Na Tabela 10 podem ser visualizados os parâmetros locais do modelo.



Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Amplitude</i>	mW, Volt ou dBm.	0 dBm.
<i>Chirp_Parameter</i>		0
<i>Frequency</i>	Nm, GHz ou <i>WDM_Channel..</i>	0 <i>WDM_Channel</i>
<i>Width_Pulse</i>	T_0 ou T_{FWHM}	0.1 de T_0

Tabela 10 - Parâmetros locais do pulso soliton.

1. ***Amplitude***: valor de pico para o pulso;
2. ***Chirp_Parameter***: valor do gorjeio para o pulso gaussiano;
3. ***Frequency***: freqüência de operação do sinal;
4. ***Width_Pulse***: largura do pulso.

Na Figura 5, podem ser visualizados o sinal na saída do modelo, no domínio do tempo e da freqüência.

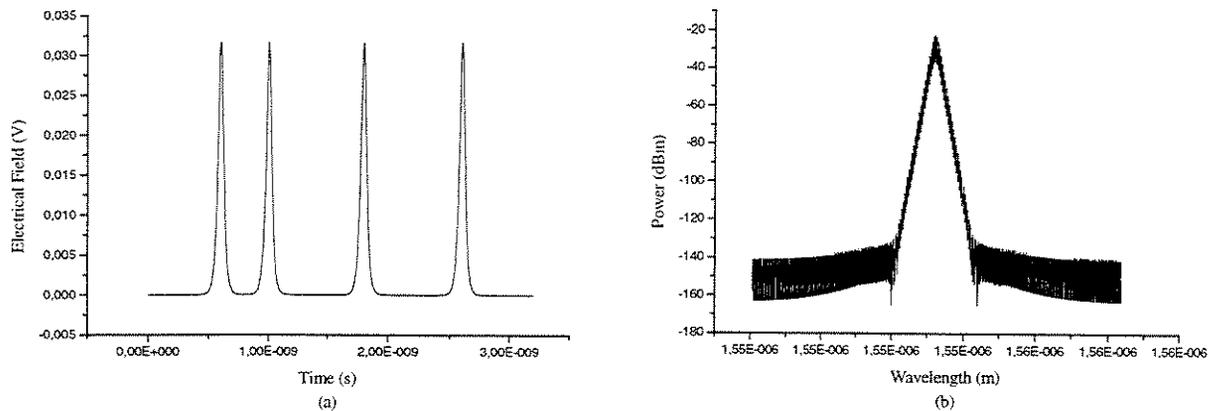


Figura 5 – Sinal de saída do pulso soliton. (a) no tempo. (b) na freqüência.

A.3 - Moduladores

Nesta seção apresentaremos vários modelos de moduladores utilizados para modulação de fontes ópticas. Alguns poucos parâmetros caracterizam a emissão de luz pela fonte, como amplitude, freqüência, fase e polarização. A onda óptica portadora antes da modulação é da seguinte forma^[3]:

$$E(t) = \hat{e}A \cos(\omega_0 t + \Phi) \quad (12)$$

onde $E(t)$ é o vetor do campo elétrico, \hat{e} o vetor de polarização, A a amplitude, ω_0 a freqüência da portadora e Φ é a fase. Os formatos de modulação envolvendo os parâmetros amplitude, freqüência e fase são mostrados na Tabela 11^[4].

Parâmetro	Analógico	Digital
Amplitude	$E(1 + A \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t$	$Ea(t) \cos \omega_0 t$
Frequência	$E \cos[(\omega_0 + A \cos \omega_m t)t]$	$E \cos[(\omega_0 + a(t)\omega_m)t]$
Fase	$E \cos(\omega_0 t + A \cos \omega_m t)$	$E \cos[\omega_0 t + a(t)]$

Tabela 11 – Formatos básicos de modulação.

As fontes ópticas podem ser moduladas de duas formas, diretamente ou externamente. A modulação direta consiste da injeção de corrente diretamente no laser, variando conforme a forma de onda do fluxo de bits. Quando da modulação por amplitude, por exemplo, a variação de corrente elevada acaba ocasionando o gorjeio (*chirp*) na fonte óptica. Um receptor com detecção direta sem um filtro óptico antes do fotodetector, consegue tolerar o efeito do gorjeio, mas isto não acontece em sistemas coerentes ou em redes com divisão de comprimento de onda, já que o laser pode gorjear para uma frequência fora da banda passante dos receptores. Se o gorjeio não é minimizado, energia do canal é perdida, surgindo como uma interferência entre canais (*crosstalk*). Sendo assim, estes efeitos devem ser evitados a todo custo em sistemas práticos.

O gorjeio pode ser evitado^[4] se os processos de geração de luz e modulação forem completamente separados. Isto pode ser feito utilizando a modulação externa, onde o modulador é posicionado entre o laser CW e a saída, conforme Figura 6.

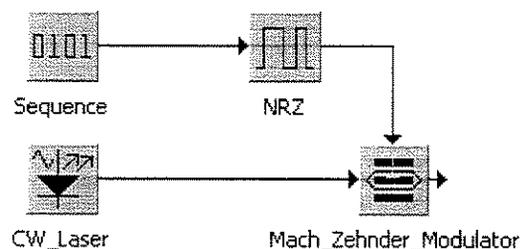
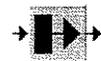


Figura 6 – Laser com modulação externa.

A.3.1 - Modulador de Corrente (Current_Modulator)



Current_Modulator

Utilizado para fazer a modulação direta, recebe em sua entrada uma seqüência de bits e gera a corrente para modulação do laser, conforme Figura 7^[5].

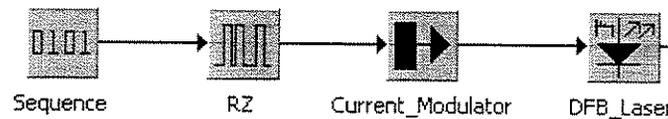


Figura 7 – Laser utilizando modulação direta.

A corrente injetada no laser é dada por:

$$I(t) = A * I_{mod} + I_{bias} \quad (13)$$

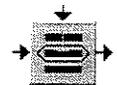
onde I_{bias} é a corrente de polarização, A é a amplitude do sinal, e I_{mod} é a corrente de modulação.

Na Tabela 12 podem ser visualizados os parâmetros locais do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
I_{bias}	mA	38.86
I_{mod}	MA	23.115

Tabela 12 - Parâmetros locais do modulador de corrente.

1. **I_{bias}** : corrente de polarização;
2. **I_{mod}** : corrente de modulação.



Amplitude_Modulator

A.3.2 - Modulador de Amplitude (Amplitude_Modulator)

Pode ser utilizado para aproximar os efeitos de um modulador *Mach-Zehnder* ou um modulador de eletroabsorção. O sinal na saída do modulador é dado por:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) * [(1 - m) + m * E_{mod}(t)] \quad (14)$$

onde, $E_{in}(t)$ é a portadora, m o índice de modulação e $E_{mod}(t)$ o sinal modulador.

Na Tabela 13 pode ser visualizado o parâmetro local do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
$Modulation_Index$		1

Tabela 13 - Parâmetro local do modulador de amplitude.

1. **$Modulation_Index$** : índice de modulação.

Na Figura 8, tem-se a resposta do modulador de amplitude nas duas situações extremas, isto é, com índice de modulação 0 e 1. Pode-se observar que para $m=0$, tem-se o sinal da portadora na saída, isto é, o sinal gerado pelo laser CW, enquanto que para $m=1$, tem-se o sinal modulador na saída.

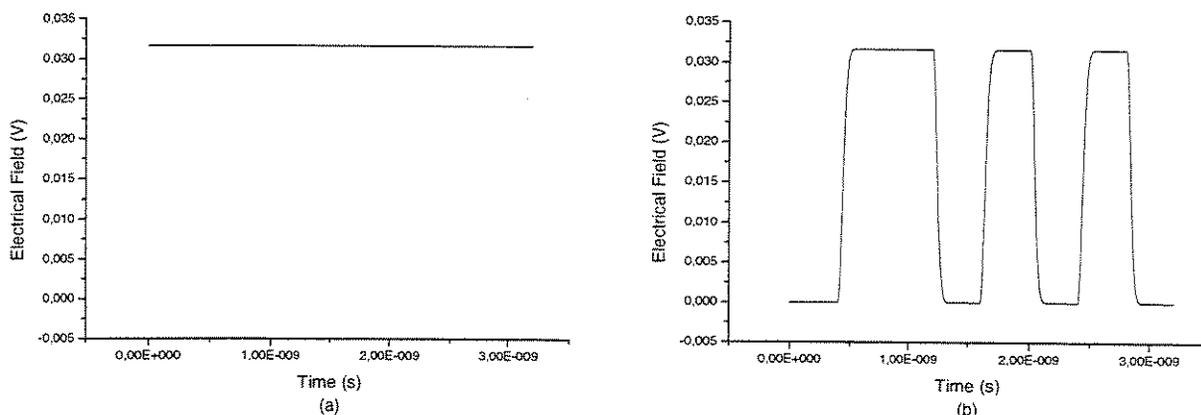


Figura 8 – Sinal de saída do modulador de amplitude. (a) m=0 (b) m=1.

Os gráficos da Figura 8 foram gerados a partir do sistema apresentado na Figura 9.

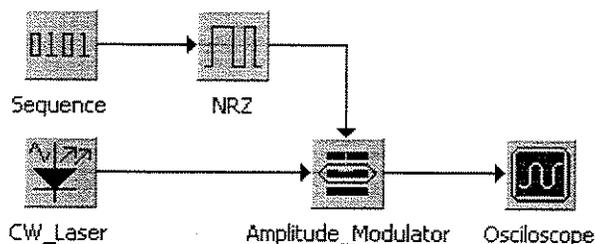
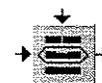


Figura 9 – Laser de modulação externa utilizando modulador de amplitude.

A.3.3 - Modulador de Frequência (Frequency_Modulator)



Frequency_Modulator

Realiza uma modulação em frequência sobre uma portadora elétrica ou óptica. A saída modulada do sinal é dada por:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) * \exp[j2\pi\Delta f \int_0^t E_{mod}(\tau) d\tau] \tag{15}$$

onde, $E_{in}(t)$ é a portadora, Δf o desvio de frequência e $E_{mod}(\tau)$ o sinal modulador.

Na Tabela 14 pode ser visualizado o parâmetro local do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Frequency_Deviation</i>	%Bit_Rate ou GHz	4 %Bit_Rate

Tabela 14 - Parâmetros locais do modulador de frequência.

1. **Frequency_Deviation:** desvio de frequência.

Assim como para o modulador de amplitude, também foram gerados os gráficos do sinal de saída com Δf assumindo os valores 0 e $2 * \text{Bit_Rate}$, que podem ser visualizados na Figura 10. Pode-se observar que, para $\Delta f = 0$, temos o sinal da portadora na saída, isto é, o sinal gerado pelo laser CW, enquanto que para $\Delta f = 2 * \text{Bit_Rate}$, temos o sinal modulado na saída.

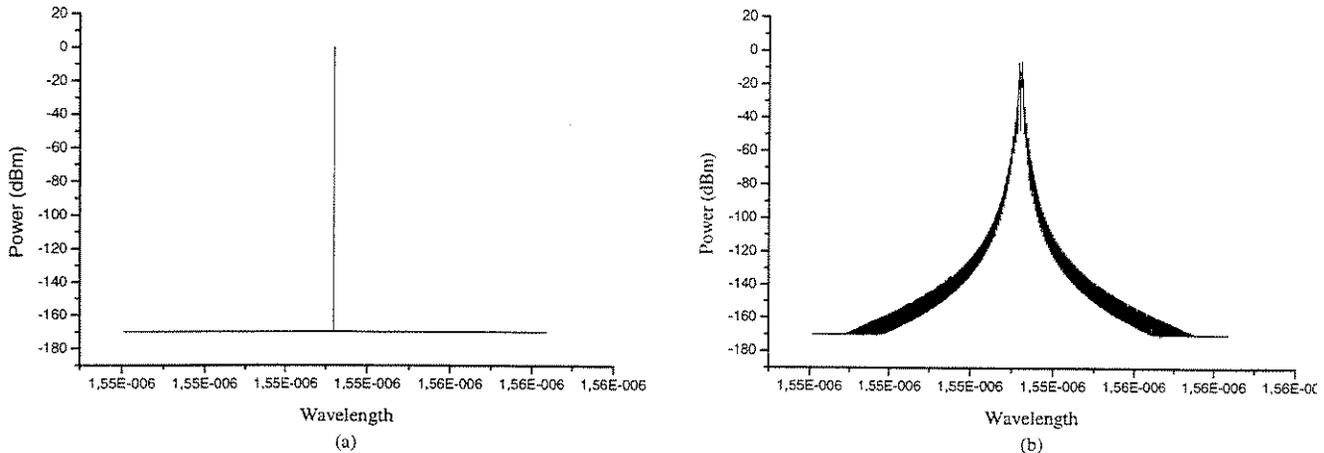


Figura 10 – Sinal de saída do modulador de frequência. (a) $\Delta f = 0$ (b) $\Delta f = 2 * \text{Bit_Rate}$.

Os gráficos da Figura 10 foram gerados do mesmo sistema mostrado na Figura 9, alterando-se apenas o modulador.



A.3.4 - Modulador de Eletroabsorção (*ElectroAbsortion_Modulator*)

Electroabsorption_Modulator

Quando dispositivos ópticos e elétricos são fabricados no mesmo *chip*, denomina-se estes transmissores monolíticos de transmissores optoeletrônicos de circuito integrado (OEIC – *Optoelectronic Integrated-Circuit*). Esta tecnologia foi primeiramente utilizada na integração do laser GaAs e hoje é aplicada no desenvolvimento de múltiplos lasers sobre um mesmo *chip* para aplicações multicanais.

Outra aplicação para OEIC diz respeito a integrar o laser semiconductor com um fotodetector e/ou com modulador. O fotodetector normalmente é utilizado para monitorar e estabilizar a potência de saída do laser, enquanto o objetivo do modulador é diminuir a ocorrência do gorjeio dinâmico quando um laser é modulado diretamente. Fotodetectores podem ser fabricados em um mesmo *chip*

que os lasers, entretanto a integração de um modulador requer uma abordagem diferente. Uma técnica normalmente utilizada faz uso do efeito *Franz-Keldysh*, para o qual o intervalo de banda de um semicondutor diminui quando um campo elétrico é aplicado sobre ele. Assim, uma camada semicondutora absorve luz quando seu intervalo de banda é reduzido eletronicamente pela aplicação de uma tensão externa, conforme Figura 11. Esses moduladores são denominados de moduladores de eletroabsorção e permitem a modulação de fontes ópticas em alta velocidade e com baixo gorjeio.

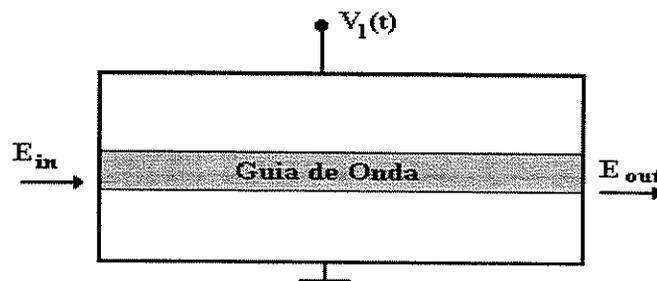


Figura 11 – modulador de eletroabsorção.

O sinal de saída é determinado pela seguinte equação:

$$\hat{E}_{out}(t) = \hat{E}_{in}(t) * d(t) * \exp[j\alpha \ln(d(t))] \quad (16)$$

onde, $E_{in}(t)$ é a portadora, α o fator de gorjeio e $d(t)$ é dada por:

$$d(t) = m * E_{mod}(t) + 0.5(1 - m) \quad (17)$$

onde, m é o índice de modulação e $E_{mod}(t)$ o sinal modulador.

Na Tabela 15 podem ser visualizados os parâmetros locais do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Chirp</i>		1
<i>Modulation_Index</i>		1

Tabela 15 - Parâmetros locais do modulador de eletroabsorção.

1. **Chirp**: utilizado para caracterizar o gorjeio do modulador;
2. **Modulation_Index**: índice de modulação.

Foram gerados os gráficos do sinal de saída com o parâmetro *Modulation_Index* assumindo os valores 1 e -1. Caso o índice de modulação fosse 0, teríamos o sinal do laser CW na saída.

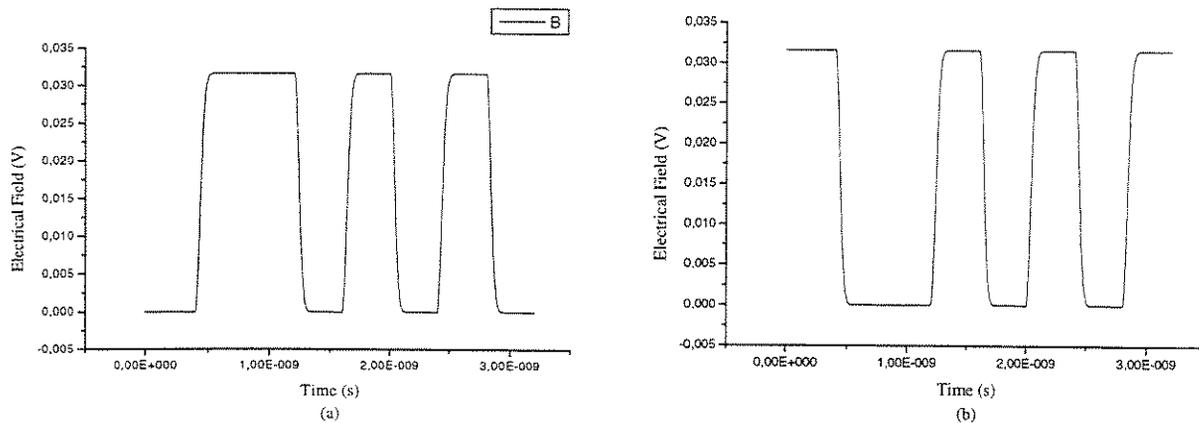
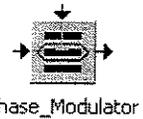


Figura 12 – Sinal de saída do modulador de frequência. (a) *Modulation_Index* =1 (b) *Modulation_Index* =1.

A.3.5 - Modulador de Fase (Phase_Modulator)



O modulador de fase ideal realiza a modulação em fase sobre um sinal elétrico ou óptico. A forma do sinal de saída é dada por:

$$\hat{E}_{out}(t) = \hat{E}_{in}(t) * \exp[j\pi \frac{\Delta\phi}{180} E_{mod}(t)] \tag{18}$$

onde, $E_{in}(t)$ é a portadora, $E_{mod}(t)$ o sinal modulador e $\Delta\phi$ o desvio de fase.

Na Tabela 16 podem ser visualizados os parâmetros locais do modelo.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Phase_Deviation</i>	graus ou radianos	90°

Tabela 16 - Parâmetros locais do modulador de fase.

1. **Phase_Deviation:** desvio de fase usado pelo modulador.

Na Figura 13 pode-se visualizar o sinal na saída do modulador de fase.

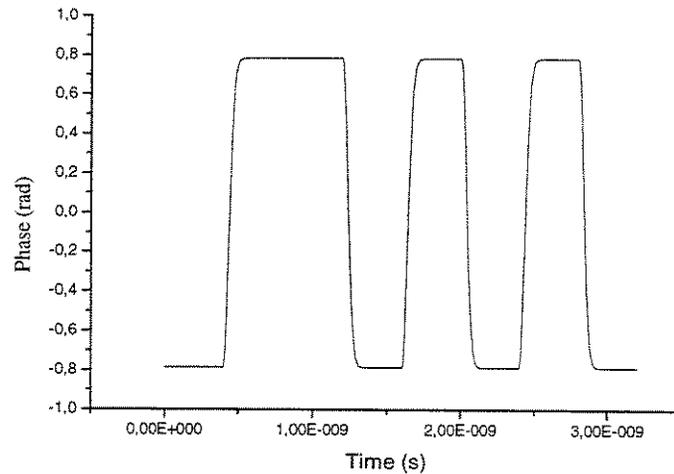
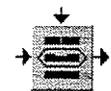


Figura 13 – Sinal de saída do modulador de fase.



Mach_Zehnder_Modulator

A.3.6 - Modulador Mach-Zehnder (*Mach_Zehnder_Modulator*)

O modulador de *Mach-Zehnder* é um modulador de intensidade baseado em um princípio interferométrico, já que nada mais é do que uma parte do interferômetro de *Mach-Zehnder*. Este princípio consiste de 2 acopladores de 3dB que são conectados por dois guias de onda de igual comprimento, conforme Figura 14. Através de efeitos eletro-ópticos lineares, uma tensão aplicada externamente pode ser utilizada para alterar o índice refrativo em um dos guias de onda. Se a tensão é apropriadamente escolhida, as constantes de propagação dos diferentes caminhos tornam a interferência do acoplador 3 dB construtiva ou destrutiva na saída do dispositivo. Deste modo, a intensidade da saída pode ser modulada entre 0 e a potência de entrada, atenuada pelas perdas. Idealmente, quando a diferença entre os comprimentos dos braços é zero ou múltiplo de 2π , todo sinal de saída aparecerá na saída 1, enquanto se a diferença for um múltiplo de π o sinal da portadora na saída 1 é zero, indo para a saída 2.

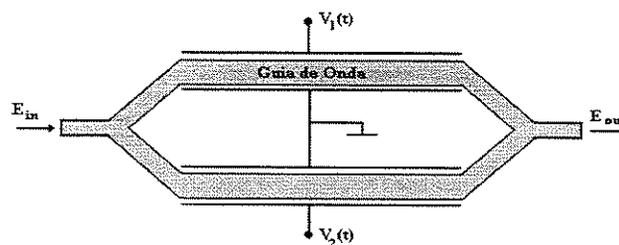


Figura 14 – Esquema simplificado do modulador de Mach-Zehnder.

A potência de saída do modulador depende da diferença de fase entre os dois braços do modulador, assim:

$$P_{out} = P_{in} * \cos^2(\Delta\phi) \quad (19)$$

onde:

$$\Delta\phi = \frac{\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2}{2} \quad (20)$$

e $\Delta\phi_1$ e $\Delta\phi_2$ são as variações de fase em cada braço do modulador geradas pela aplicação do sinal modulador através do efeito eletro-óptico. Com a taxa de extinção de potência dada pela razão entre a potência máxima e mínima, a diferença de fase depende do sinal modulador:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{2}(1 - ext * E_{mod}(t)) \quad \text{com} \quad ext = 1 - \frac{4}{\pi} \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{f_{extinct}}}\right) \quad (21)$$

onde:

$$\varepsilon = 10 \log(f_{extinct}) \quad (22)$$

sendo ε o fator de extinção definido pelo usuário.

O modulador de *Mach-Zehnder* apresenta gorjeio transiente nas bordas de um pulso de modulação. Para caracterizar o gorjeio do modulador externo, o fator de simetria k é utilizado, assim^[6]:

$$k = \frac{\Delta\phi_2}{\Delta\phi_1} \quad \text{para} \quad |\Delta\phi_2| \leq |\Delta\phi_1| \quad (23)$$

De forma geral, k pode assumir qualquer valor entre -1 e 1 . Para $k = -1$, o modulador de *Mach-Zehnder* funciona como um modulador de intensidade ideal, enquanto para $k = 1$, funciona como um modulador de fase ideal^[6]. O efeito do gorjeio depende do sinal de gorjeio, assim:

$$Sign_Chirp = \text{sgn}\left(\frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2}{\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2}\right) \quad (24)$$

Também pode-se chegar ao sinal de saída do modulador utilizando-se de outra abordagem. Dado que:

$$E_{out}(t) = E_0 \cos(\Delta\phi) e^{j(\omega t - \Delta\theta)} \quad (25)$$

sendo que a equação de $\Delta\phi$ com o fator de simetria k é dada por^[6]:

$$\Delta\phi = (1 - k) \frac{\pi}{4} (1 - ext * E_{mod}(t)) \quad (26)$$

com ext sendo dado pela equação (21). O parâmetro da troca de fase é dado por:

$$\Delta\Theta = \text{Sign_Chirp}(1+k)\frac{\pi}{4}(1-\text{ext} * E_{\text{mod}}(t)) \quad (27)$$

assim, substituindo as equações (26) e (27) em (25), tem-se a resposta desejada.

Na Tabela 17 podem ser visualizados os parâmetros locais do modelo, enquanto nas Figura 15 e Figura 16 podem ser visualizados os gráficos da fase e amplitude na saída do modulador com o valor do parâmetro *Symmetry* (k) assumindo os valores -1 e 1.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Extinction</i>	dB	30
<i>Sign_Chirp</i>		1
<i>Symmetry</i>		-1

Tabela 17 - Parâmetros locais do modulador de *Mach-Zehnder*.

1. *Extinction*: taxa de extinção de potência;
2. *Sign_Chirp*: sinal do gorjeio. Pode assumir os valores 1 ou -1;
3. *Symmetry*: utilizado para caracterizar o gorjeio do modulador.

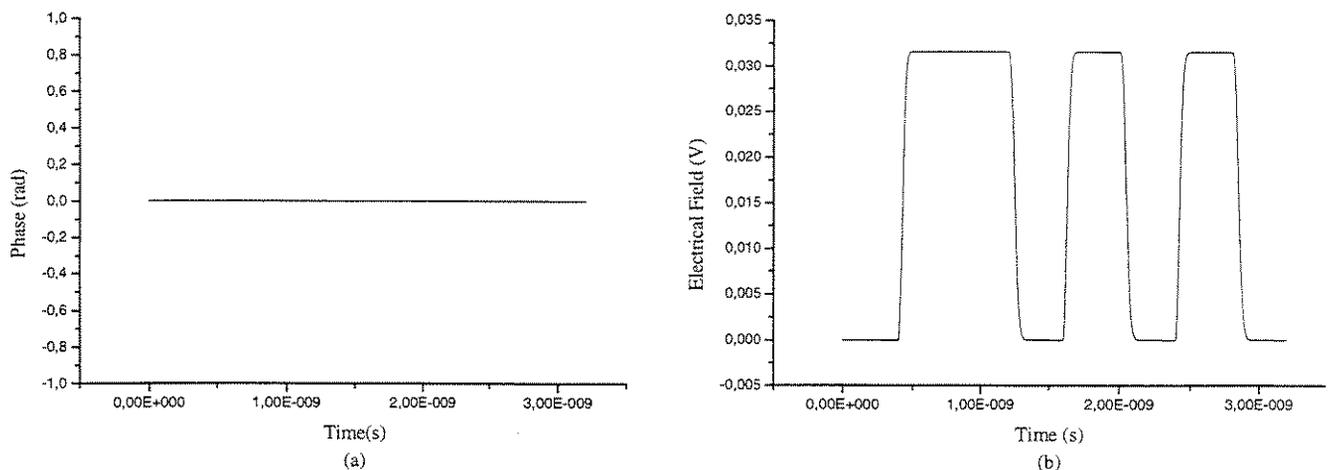


Figura 15 – Sinal de saída do modulador de *Mach-Zehnder* para k = -1. (a) Fase (b) Amplitude.

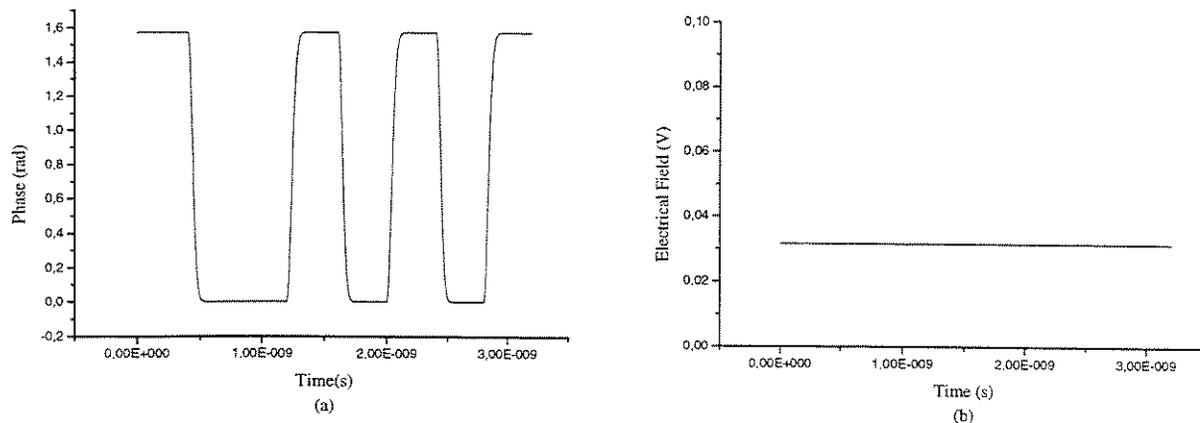


Figura 16 – Sinal de saída do modulador de *Mach-Zehnder* para $k = 1$. (a) Fase (b) Amplitude.

A.4 - Fontes Ópticas

As fontes normalmente utilizadas em sistemas ópticos são os lasers (*Light Amplification Stimulated Emission of Radiation*) e os LEDs (*Light Emission Diode*). Um laser nada mais é do que um sistema constituído por um meio opticamente ativo e por uma cavidade ressonante. O meio opticamente ativo é onde a luz é gerada, enquanto a cavidade é responsável pelo confinamento da radiação e seleção dos modos que serão realimentados.

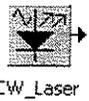
Alguns parâmetros são comuns a todos os modelos de fontes ópticas, e podem ser visualizados na Tabela 18.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
* <i>Bit_Rate</i>	Gbits/s	2.5
<i>Channel_Spacing</i>	GHz ou nm.	50 GHz
<i>Check_Bandwidth</i>	<i>Yes</i> ou <i>No</i>	<i>Yes</i>
<i>Frequency</i>	nm, GHz ou <i>WDM_Channel</i>	0 <i>WDM_Channel</i>
<i>Reference_Frequency</i>	nm ou GHz	193100 GHz
* <i>Sample_Rate</i>	<i>GSamples/s</i> ou <i>Samples/Bit</i>	128 <i>Samples/Bit</i>
<i>Seed</i>		100
* <i>Sequence_Length</i>		8

Tabela 18 - Parâmetros locais e globais das fontes ópticas. *estes parâmetros não estão presentes no modelo do laser DFB, pois este necessita de geradores de bits e pulso externos ao modelo.

1. ***Bit_Rate***: é a taxa de bits que será utilizada na simulação do sistema. No caso de um sistema possuir várias fontes, todas podem ler um mesmo valor global de *Bit_Rate*, ou cada um pode gerar sua própria taxa de bits;

2. **Channel_Spacing:** determina o valor do espaçamento entre os canais, quando o parâmetro *Frequency* estiver operando no modo *WDM_Channel*;
3. **Check_Bandwidth:** verifica antes de realizar a simulação se a largura de banda que está sendo utilizada é suficiente para abranger todos os canais;
4. **Frequency:** frequência do sinal óptico gerado;
5. **Reference_Frequency:** é a frequência de referência quando o parâmetro *Frequency* está operando no modo *WDM_Channel*. Será a frequência do canal 0 *WDM_Channel*.
6. **Sample_Rate:** fornecerá a largura de banda desejada;
7. **Seed:** valor que será utilizado como semente para gerar aleatoriamente o ruído com distribuição gaussiana;
8. **Sequence_Length:** é o comprimento da seqüência de bits, isto é, quantos bits serão utilizados na simulação do sistema.



A.4.1 - Laser CW (*CW_Laser*)

O laser CW (*Continuos Wave*) gera um sinal de amplitude constante no tempo, que obedece a seguinte equação:

$$U(t) = E(t)e^{(J*Initial_Phase+J*A)} \quad (28)$$

onde $E(t)$ é o valor do campo elétrico do sinal e A é dado por:

$$A = 2\pi\sqrt{\Delta f} \frac{CW_Random}{Sample_Rate} \quad (29)$$

onde, Δf é o valor da largura de linha do laser em MHz e *CW_Random* é o ruído branco gerado com uma distribuição gaussiana.

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 19.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Initial_Phase</i>		0
<i>Line_Width</i>	MHz	0
<i>Power</i>	dBm ou mW	0 dBm

Tabela 19 - Parâmetros locais do laser CW.

1. **Initial_Phase:** valor inicial para a fase do sinal gerado;
2. **Line_Width:** largura de linha do sinal;
3. **Power:** potência do sinal gerado.

Para o laser CW foram desenvolvidos 4 modelos que diferem apenas em relação ao número de saídas utilizadas, que podem ser 1, 2, 4 ou 8. Na Figura 17 podem ser visualizados os sinais no domínio do tempo e da frequência do sinal gerado na saída do laser. Na Figura 18 são mostradas a fase do sinal no tempo, já que a amplitude é a mesma da Figura 17, e o espectro do sinal com largura de linha (*Line_Width*) de 10 MHz.

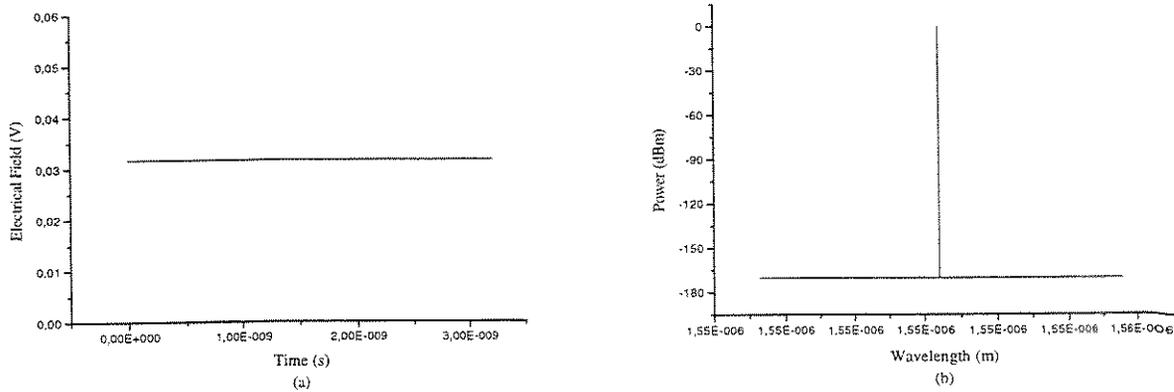


Figura 17 – Sinal de saída do Laser CW. (a) Amplitude no tempo (b) Potência em dBm na frequência.

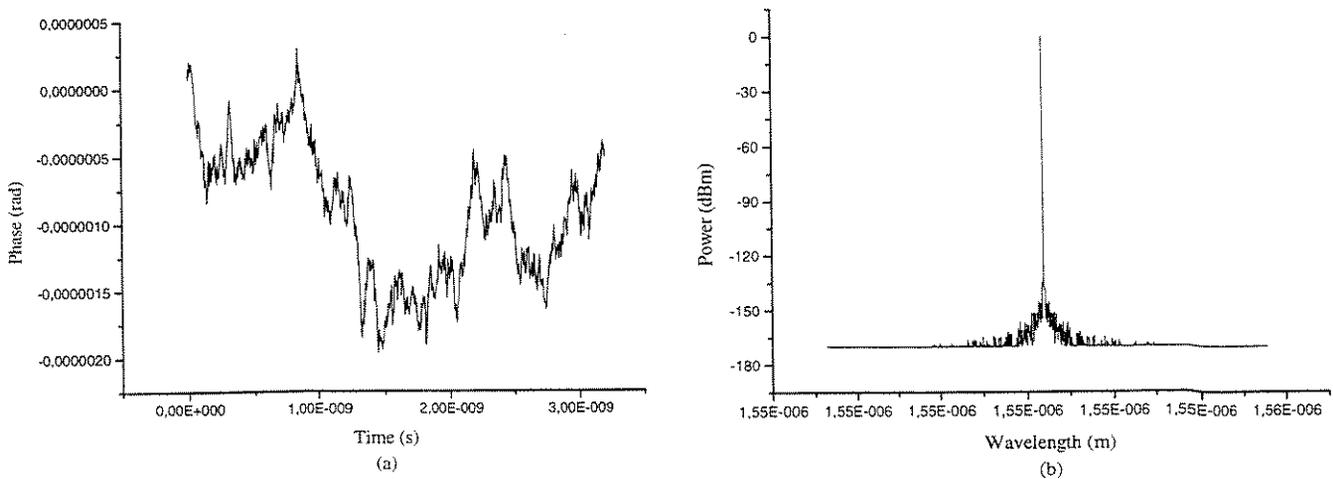


Figura 18 – Sinal de saída do Laser CW, com *Line_Width* = 10 MHz. (a) Fase no tempo (b) Potência em dBm na frequência.



Delta_Laser

A.4.2 - Laser Delta (*Delta_Laser*)

O laser Delta gera um sinal com distribuição uniforme no espectro. A equação do pulso no tempo é:

$$U(t) = E(t)e^{(j*Initial_Phase)} \quad (30)$$

onde $E(t)$ é o valor do campo elétrico do sinal.

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 20.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Initial_Phase</i>	.	0
<i>Power</i>	dBm ou mW	0 dBm

Tabela 20 - Parâmetros locais do laser Delta.

1. ***Initial_Phase***: valor inicial para a fase do sinal gerado;
2. ***Power***: potência do sinal gerado.

Na Figura 19 podem ser visualizados os sinais no domínio do tempo e da frequência do sinal gerado na saída do laser Delta.

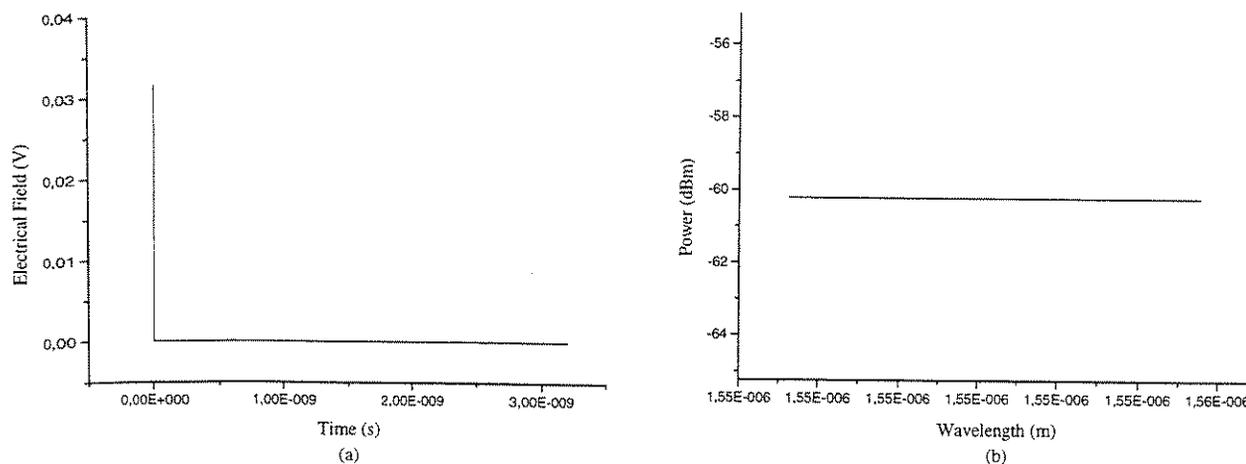


Figura 19 – Sinal de saída do Laser Delta. (a) Amplitude no tempo (b) Potência em dBm na frequência.

Para o laser CW foram desenvolvidos 4 modelos que diferem apenas em relação ao número de saídas utilizadas, que podem ser 1, 2, 4 ou 8. Na Figura 17 podem ser visualizados os sinais no domínio do tempo e da frequência do sinal gerado na saída do laser. Na Figura 18 são mostradas a fase do sinal no tempo, já que a amplitude é a mesma da Figura 17, e o espectro do sinal com largura de linha (*Line_Width*) de 10 MHz.

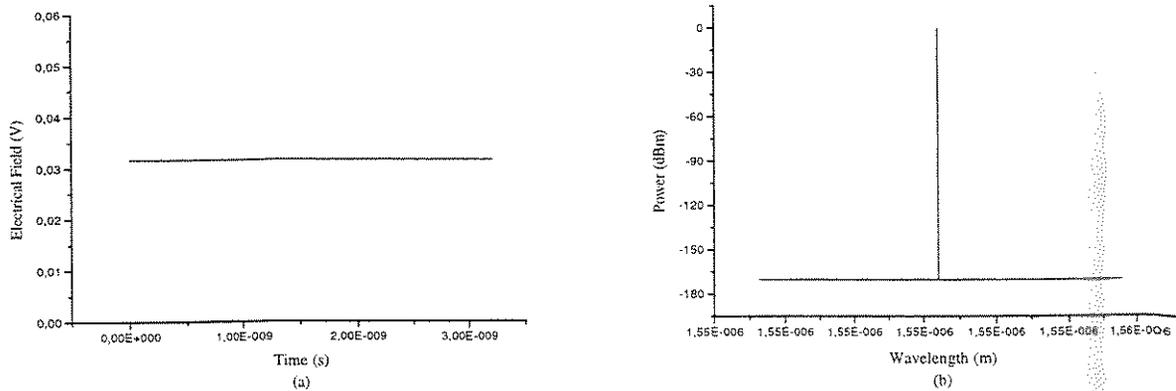


Figura 17 – Sinal de saída do Laser CW. (a) Amplitude no tempo (b) Potência em dBm na frequência.

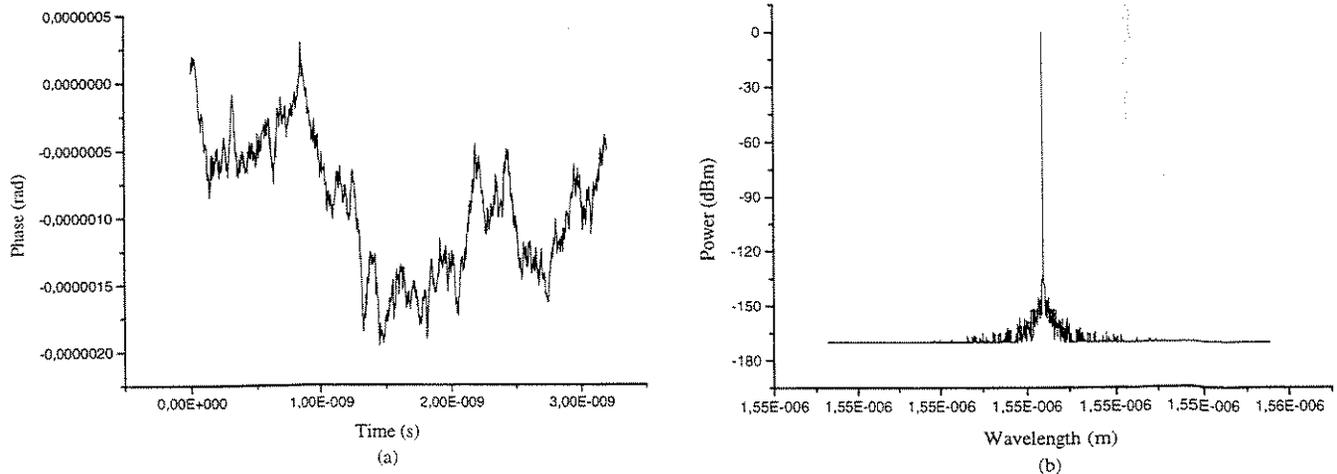


Figura 18 – Sinal de saída do Laser CW, com *Line_Width* = 10 MHz. (a) Fase no tempo (b) Potência em dBm na frequência.



Delta_Laser

A.4.2 - Laser Delta (*Delta_Laser*)

O laser Delta gera um sinal com distribuição uniforme no espectro. A equação do pulso no tempo é:

$$U(t) = E(t)e^{(j*Initial_Phase)} \quad (30)$$

onde $E(t)$ é o valor do campo elétrico do sinal.

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 20.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Initial_Phase</i>	.	0
<i>Power</i>	dBm ou mW	0 dBm

Tabela 20 - Parâmetros locais do laser Delta.

1. ***Initial_Phase***: valor inicial para a fase do sinal gerado;
2. ***Power***: potência do sinal gerado.

Na Figura 19 podem ser visualizados os sinais no domínio do tempo e da frequência do sinal gerado na saída do laser Delta.

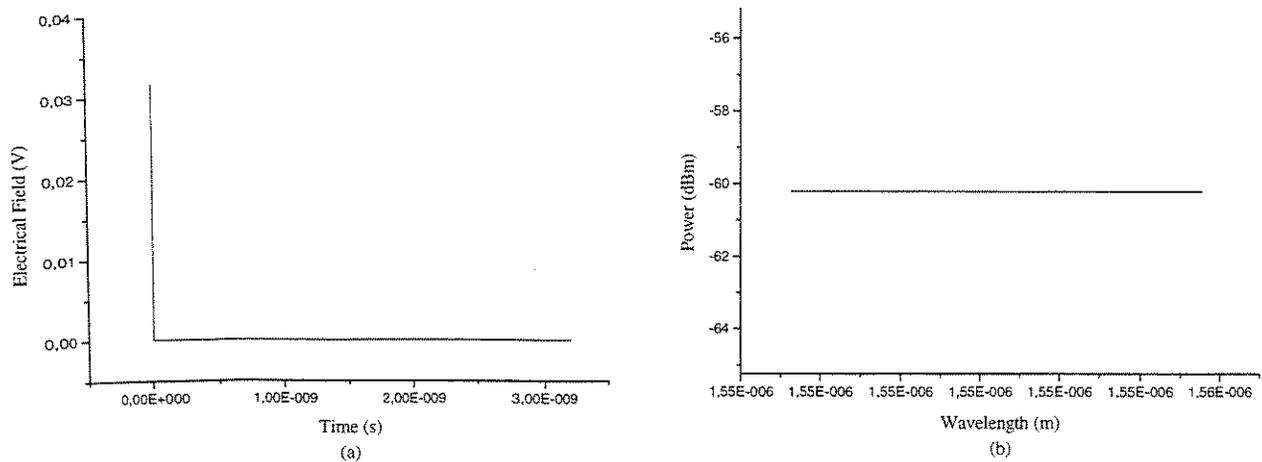
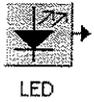


Figura 19 – Sinal de saída do Laser Delta. (a) Amplitude no tempo (b) Potência em dBm na frequência.



A.4.3 - LED (*Led*)

Leds são fontes ópticas que irradiam luz incoerente em grandes bandas do espectro, devido à ocorrência de emissão espontânea. O processo de geração é dado por:

$$U(t) = (1 + j) \frac{E(t)}{\sqrt{2}} * CW_Random \quad (31)$$

onde $E(t)$ é o valor do campo elétrico do sinal, j é o número complexo (0,1) e CW_Random é o ruído gerado com uma distribuição gaussiana. Após o sinal ser convertido para o domínio da frequência é feita a convolução do sinal com a função de transferência de um filtro gaussiano ($F(s)$).

$$U(t) = F^{-1}(U(s) * F(s)) \quad (32)$$

onde, F denota a operação da transformada de Fourier.

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 21.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Line_Width</i>	THz, GHz ou nm	6.5 THz

Tabela 21 - Parâmetros locais do Led.

1. ***Line_Width***: largura de linha do sinal.

Na Figura 20 podem ser visualizados os sinais no domínio do tempo e da frequência do sinal gerado na saída do Led.

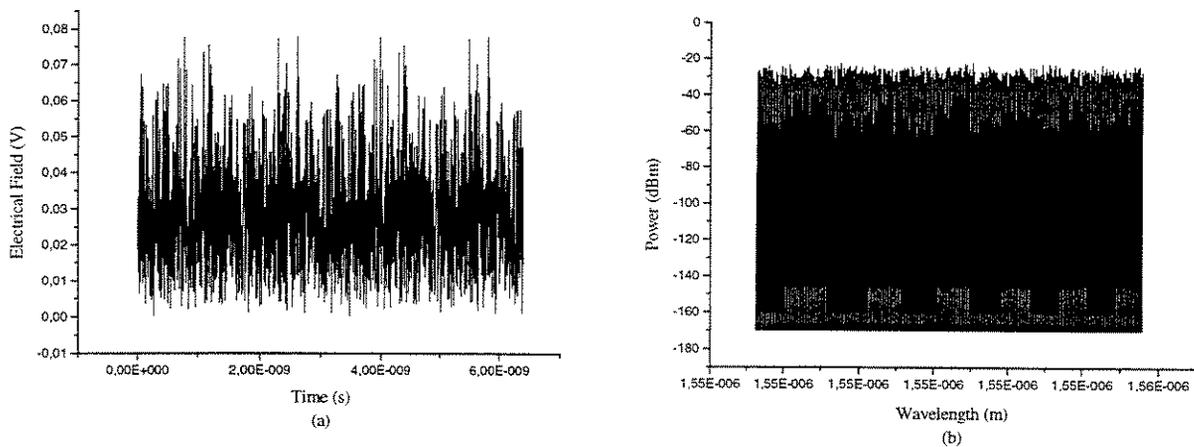
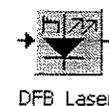


Figura 20 – Sinal de saída do Led. (a) Amplitude no tempo (b) Potência em dBm na frequência.



A.4.4 - Laser DFB (*DFB_Laser*)

Quando em uma fibra dispersiva, existem vários modos (do laser e não da fibra) propagando-se, ocorre o alargamento do pulso originando a interferência entre símbolos (*crosstalk*) e tremor (*jitter*) em sistemas de transmissão digital. Além disso, um espectro de um laser multimodo como o mostrado na Figura 21 acontece quando o laser está em um regime estacionário. Quando submetido a um regime pulsado nas taxas de bits usuais (Mb/s), ocorrem variações aleatórias da partição de energia entre os modos de pulso para pulso, dando origem ao ruído de partição modal^{[23][24][25]}. Isso pode causar um caso extremo onde toda a energia de um pulso está concentrada em um modo marginal, ocasionando o erro no receptor. Em sistemas operando a partir de 500 Mb/s os problemas causados pela existência de vários modos tornam-se dominantes, necessitando-se assim, o uso de lasers monomodo, que também apresentam modos longitudinais, mas bem suprimidos.

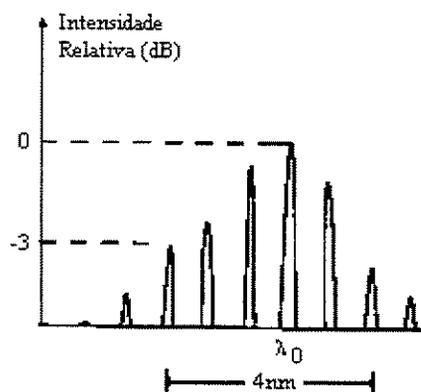


Figura 21 – Espectro de um laser multimodo.

O laser monomodo foi desenvolvido através de modificações na estrutura da cavidade. Uma das formas de se obter a seletividade de modos é através do controle da realimentação positiva de fótons na cavidade do laser, caso dos lasers com realimentação distribuída, DFB (*Distributed Feedback*)^[28], sendo este o laser monomodo mais utilizado atualmente, mesmo existindo outros modelos como DBR (*Distributed Bragg Reflector*) e lasers de poços quânticos. No laser DFB é colocada uma grade na região ativa, onde atuará como um filtro ressonante, suprimindo os modos laterais de emissão.

Em sua entrada o laser recebe uma seqüência de amostras de corrente, e em sua saída gera o campo elétrico $E(t)$. A potência óptica do laser semiconductor em função da corrente injetada $I(t)$,

é determinada pelas equações de taxa^[26], que descrevem a relação entre a densidade de fótons $p(t)$, densidade de portadores $n(t)$ e a fase óptica $\phi(t)$ dentro da cavidade do laser. Estas equações são dadas por:

$$\frac{dp(t)}{dt} = \Gamma G(t)(n(t) - n_0)p(t) - \frac{p(t)}{\tau_p} + \frac{\beta \Gamma n(t)}{\tau_n} \quad (33)$$

$$\frac{dn(t)}{dt} = \frac{I_p(t)}{qV_a} - G(t)(n(t) - n_0)p(t) - \frac{n(t)}{\tau_n} \quad (34)$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\alpha}{2} \left(\Gamma v_g a_0 (n(t) - n_0) - \frac{1}{\tau_p} \right) \quad (35)$$

onde, Γ é o fator de confinamento, n_0 é a densidade de portadores na transparência, τ_p é o tempo de vida médio do fóton, β é a fração de emissão espontânea acoplada ao modo de emissão, τ_n é o tempo de vida médio do elétron, q é a carga do elétron, V_a é o volume da região ativa, v_g é a velocidade de grupo, a_0 é o coeficiente de ganho e α é o fator de largura de linha. O parâmetro $G(t)$ é o coeficiente de ganho material, o qual é definido por:

$$G(t) = \frac{v_g a_0}{1 + \varepsilon p(t)} \quad (36)$$

onde ε é o fator de supressão do ganho. Por integração numérica das equações (33), (34) e (35), usando a corrente injetada dada pela (13), obtêm-se a potência óptica $P(t)$, emitida por face, a qual é, então, dada por:

$$P(t) = \frac{p(t) V_a \eta_0 h f_0}{2 \Gamma \tau_p} \quad (37)$$

onde η_0 é a eficiência quântica diferencial do laser, h é a constante de Planck, e f_0 é a frequência de emissão. O campo elétrico na saída do laser é, assim, dado por $E(t)$ ^[17]:

$$E(t) = \sqrt{P(t)} e^{j(2\pi f_0 t + \phi(t))} \quad (38)$$

O algoritmo de Runge-Kutta^[1], de quarta ordem com passo adaptativo é empregado para a integração numérica das equações de taxa. O passo adaptativo necessita de um maior tempo de processamento, mas de um menor número de amostras.

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 22.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Alpha</i>		5
<i>Beta</i>		3e-5
<i>Eta0</i>		0.4
<i>Gamma</i>		0.4
<i>Noise_Gain</i>	dB	0
<i>Va</i>	cm ³	1.5e-10
<i>Vg</i>	cm/s	8.5e9
<i>a0</i>	cm ²	2.5e-16
<i>E</i>	cm ³	1e-17
<i>n0</i>	cm ⁻³	1e18
<i>tn</i>	s	1e-9
<i>tp</i>	s	3e-12

Tabela 22 - Parâmetros locais do Laser DFB.

1. ***Alpha***: fator de melhoria da largura de linha do sinal.
2. ***Beta***: fator de emissão espontânea;
3. ***Eta0***: eficiência quântica;
4. ***Gamma***: fator de confinamento do modo;
5. ***Noise_Gain***: fator de ganho do ruído;
6. ***Va***: volume ativo;
7. ***Vg***: velocidade de grupo;
8. ***a0***: coeficiente de ganho;
9. ***e***: fator de supressão de ganho;
10. ***n0***: densidade de elétrons para transparência;
11. ***tn***: tempo de vida do elétron;
12. ***tp***: tempo de vida do fóton;

Na Figura 22 podem ser visualizados os sinais no domínio do tempo e da frequência do sinal gerado na saída do Laser DFB.

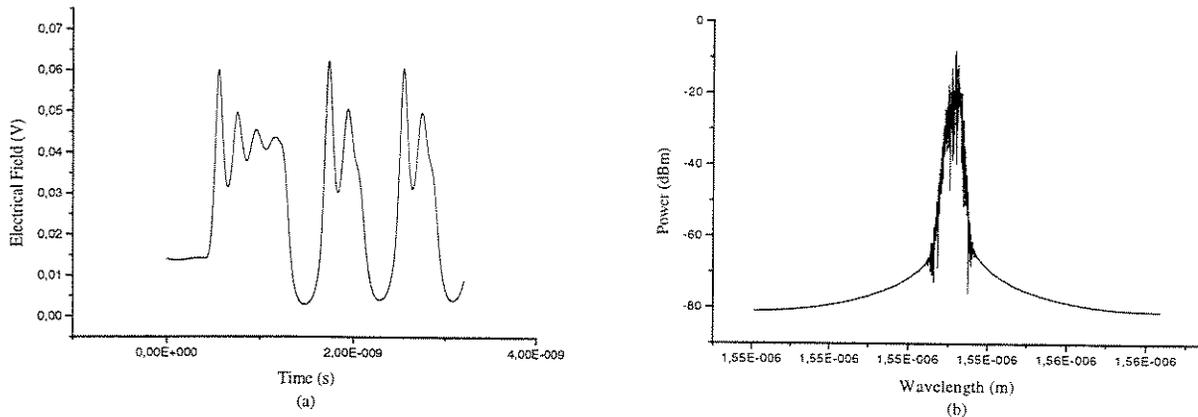


Figura 22 – Sinal de saída do laser DFB. (a) Amplitude no tempo (b) Potência em dBm na frequência.

A.5 - Filtros

São utilizados como filtros fixos, por exemplo, para filtrar o ruído gerado por amplificadores, maximizando a relação sinal/ruído sem perder as características dos sinais ou então como filtros sintonizáveis em redes de divisão de comprimento de onda que usam detecção incoerente, onde se faz necessário o uso de receptores ópticos com filtros sintonizáveis. Alguns parâmetros são comuns a todos os filtros e estão relacionados na Tabela 23.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Bandwidth</i>	%Bit_Rate, nm ou GHz	200 %Bit_Rate
<i>Depth</i>	DB	30
<i>Loss</i>	DB	0.1
<i>Frequency</i>	WDM_Channel, nm ou GHZ	0 WDM_Channel

Tabela 23 - Parâmetros locais comuns aos filtros.

1. **Bandwidth:** largura de banda utilizada para o filtro;
2. **Depth:** diferença entre o maior e menor valor de potência a ser filtrado, isto é, para um valor de 30 dB, qualquer sinal menor do que -30 dBm não será filtrado. Isto no caso do valor de pico da função de transferência ser 0, como pode ser visualizado na Figura 24;
3. **Loss:** é o valor das perdas que ocorrem no filtro. O filtro trabalhará como um dispositivo ideal se $Loss=0$;

4. **Frequency:** é a frequência central de operação do filtro, onde o pico máximo da função de transferência estará localizado.

Os gráficos apresentados nesta seção com as funções de transferência dos filtros foram obtidos a partir do sistema apresentado na Figura 23.

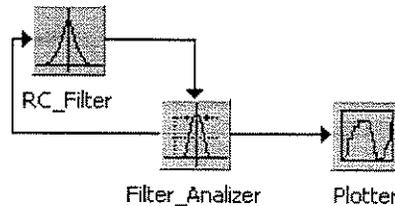
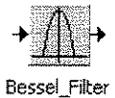


Figura 23 – Sistema utilizado para obter as funções de transferência dos filtros.

A.5.1 - Filtro de Bessel (*Bessel_Filter*)



Pode ser utilizado como filtro óptico ou elétrico. A resposta ao impulso tem um formato gaussiano para ordens superiores, enquanto a resposta ao degrau apresenta um valor de *overshoot* muito baixo. A função de transferência do filtro de Bessel é dada por^{[7][8]}:

$$H(s) = \frac{d_0}{B_n(s)} \quad (39)$$

onde d_0 é dado por:

$$d_0 = \frac{2n!}{2^n n!} \quad (40)$$

e $B_n(s)$ é um polinômio de Bessel de n-ésima ordem, dado por:

$$B_n(s) = \sum_{k=0}^n d_k s^k \quad (41)$$

onde, d_k é dado por:

$$d_k = \frac{(2n-k)!}{2^{n-k} k!(n-k)!} \quad (42)$$

e s por:

$$s = j\left(2 \frac{(f-f_0)w_b}{\Delta f_{FWHM}}\right) \quad \text{com} \quad w_b = \sqrt{(2n-1) \ln 2} \quad \text{para } n \geq 3 \quad (43)$$

Δf_{FWHM} é a largura de banda em 3 dB, enquanto w_b é a largura de banda aproximada em 3 dB, normalizada, e f_0 a frequência central. Substituindo as equações (42) e (43) na equação (41), e posteriormente as equações (40) e (41) na equação (39) tem-se:

$$H(f) = \frac{2n!}{2^n n! \sum_{k=0}^n \frac{(2n-k)!}{2^{n-k} k!(n-k)!} J\left(2 \frac{(f-f_0)w_b}{\Delta_{FWHM}}\right)} \quad (44)$$

A equação para o filtro de Bessel operando no modo rejeita banda é dada por:

$$H_{reject}(f) = \sqrt{1 - \left(\frac{2n!}{2^n n! \sum_{k=0}^n \frac{(2n-k)!}{2^{n-k} k!(n-k)!} J\left(2 \frac{(f-f_0)w_b}{\Delta_{FWHM}}\right)} \right)^2} \quad (45)$$

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 24.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass
<i>Order</i>		10

Tabela 24 - Parâmetros locais do filtro de Bessel.

1. **Operation_Mode**: modo de operação do filtro, passa banda ou rejeita banda;
2. **Order**: ordem do filtro, ou ordem da função de Bessel conforme equação (41).

Na Figura 24 pode ser visualizada a resposta em frequência do filtro.

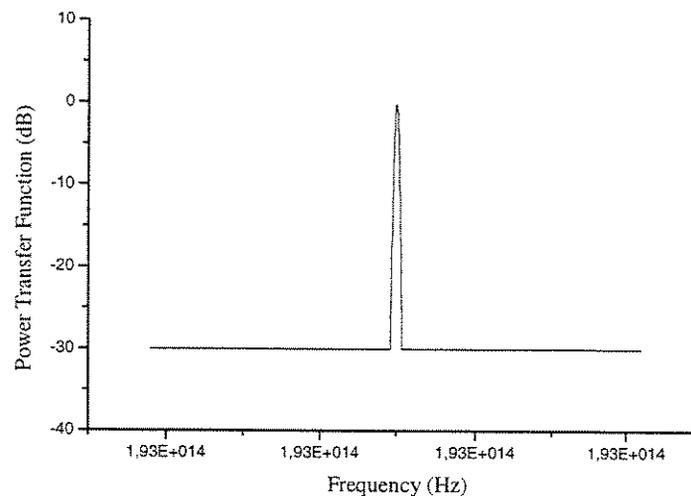
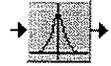


Figura 24 – Resposta do filtro de Bessel.



Butterworth_Filter

A.5.2 - Filtro Butterworth (*Butterworth_Filter*)

Também pode ser utilizado como filtro óptico ou elétrico. Sua resposta em frequência é dada por^{[7][8]}:

$$H(s) = \frac{w_b^n}{\prod_{k=1}^n (s - s_k)} \quad (46)$$

onde s_k , que são os polos, são dados por:

$$s_k = w_b e^{j\pi[\frac{1}{2} + \frac{2k-1}{2n}]} \quad (47)$$

e w_b por:

$$w_b = \frac{\Delta_{FWHM}}{2} \quad (48)$$

Substituindo as equações (47) e (48) na equação (46) e realizando algumas simplificações teremos:

$$H(f) = \frac{(\frac{\Delta_{FWHM}}{2})^N}{\prod_{k=1}^n (j(f - f_0) - (\frac{\Delta_{FWHM}}{2} e^{[j\frac{\pi}{2}(1 + \frac{2k-1}{n})]})} \quad (49)$$

onde f_0 é a frequência de operação do filtro. A equação do filtro *Butterworth* invertido é dado por:

$$H_{reject}(f) = \sqrt{1 - \left(\frac{(\frac{\Delta_{FWHM}}{2})^N}{\prod_{k=1}^n (j(f - f_0) - (\frac{\Delta_{FWHM}}{2} e^{[j\frac{\pi}{2}(1 + \frac{2k-1}{n})]})} \right)^2} \quad (50)$$

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 25.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass
<i>Order</i>		10

Tabela 25 - Parâmetros locais do filtro Butterworth.

1. **Operation_Mode:** modo de operação do filtro, passa banda ou rejeita banda;
2. **Order:** ordem do filtro, ou ordem da função de Bessel conforme equação (41).

Na Figura 25 tem-se a resposta do filtro ao impulso.

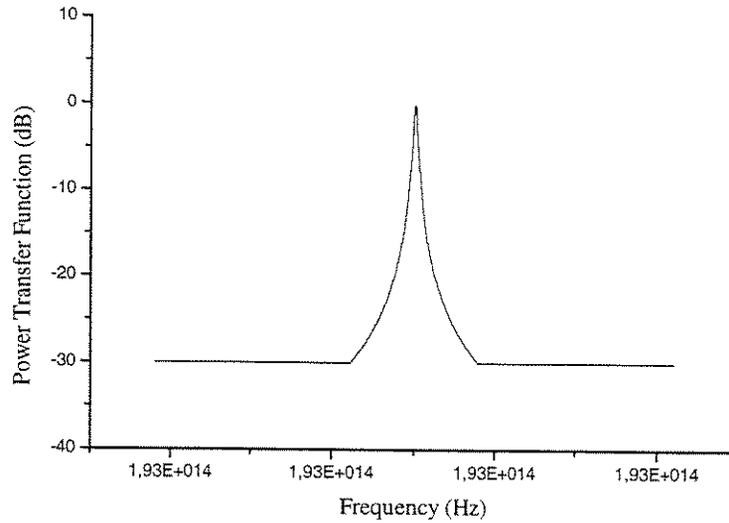


Figura 25 – Resposta do filtro Butterworth.



A.5.3 - Filtro Gaussiano (Gaussian_Filter)

A função de transferência do filtro gaussiano é determinada pela largura de banda em 3dB, a frequência central de operação do filtro e a ordem do filtro gaussiano. Desta forma, temos:

$$H(f) = e^{-\ln\sqrt{2}\left(\frac{2(f-f_0)}{\Delta_{FWHM}}\right)^{2n}} \tag{51}$$

onde f_0 é a frequência central de operação, n um inteiro e Δ_{FWHM} a largura de banda em 3 dB.

A equação utilizada quando o modelo opera no modo de operação rejeita banda (*Band-Reject*) é dada por:

$$H_{reject}(f) = \sqrt{1 - \left(e^{-\ln\sqrt{2}\left(\frac{2(f-f_0)}{\Delta_{FWHM}}\right)^{2n}}\right)^2} \tag{52}$$

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 26.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass
<i>Order</i>		1

Tabela 26 - Parâmetros locais do filtro gaussiano.

1. **Operation_Mode:** modo de operação do filtro, passa banda ou rejeita banda.
2. **Order:** ordem do filtro gaussiano, $2n$, conforme (51).

Este filtro pode ser utilizado como filtro elétrico ou óptico. Na Figura 26 pode ser visualizada a resposta em frequência do filtro.

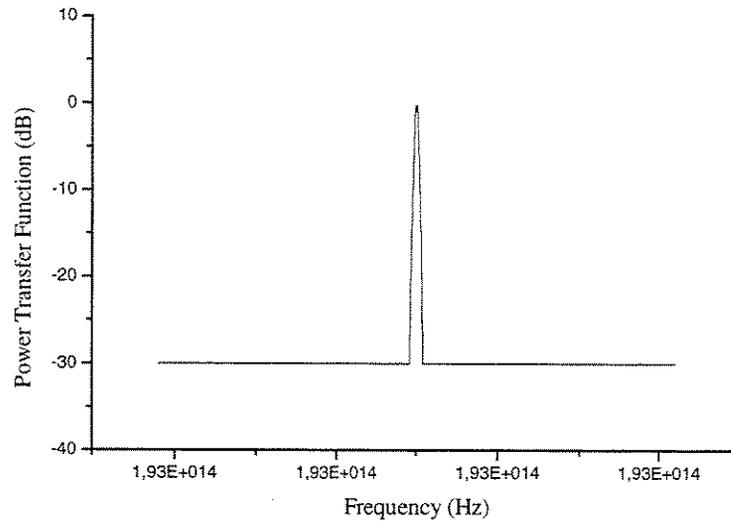
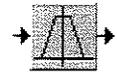


Figura 26 – Resposta do filtro Gaussiano.



Trapezoid_Filter

A.5.4 - Filtro Trapezoidal (*Trapezoid_Filter*)

As características que definem o filtro trapezoidal, são a largura de banda do filtro, a frequência central de operação e a inclinação do filtro. A função é dada por:

$$H(f) = \left. \begin{cases} 10^{\frac{1}{10} \frac{-3}{\Delta f_{-3dB} - \Delta f_{0dB}} (f - (f_0 + \frac{\Delta f_{0dB}}{2}))} & \text{para } f > (f_0 + \frac{\Delta f_{0dB}}{2}) \\ 1 & \text{para } (f_0 - \frac{\Delta f_{0dB}}{2}) \leq f \leq (f_0 + \frac{\Delta f_{0dB}}{2}) \\ 10^{\frac{1}{10} \frac{3}{\Delta f_{-3dB} - \Delta f_{0dB}} (f - (f_0 - \frac{\Delta f_{0dB}}{2}))} & \text{para } f < (f_0 - \frac{\Delta f_{0dB}}{2}) \end{cases} \right\} \quad (53)$$

onde f_0 é a frequência de operação do filtro.

A função de transferência para o filtro trapezoidal invertido é dada por:

$$H_{reject}(f) = \sqrt{1 - H(f)^2} \quad (54)$$

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 27.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass
<i>Slope</i>		0.5

Tabela 27 - Parâmetros locais do filtro trapezoidal.

1. **Operation_Mode:** modo de operação do filtro, passa banda ou rejeita banda;
2. **Slope:** inclinação do filtro. Assim, dada uma largura de banda de 10 GHz em -3 dB, com *Slope* assumindo o valor 0.5, teremos uma largura de 5 GHz para 0 dB.

Na Figura 27 pode ser visualizada a resposta em frequência do filtro.

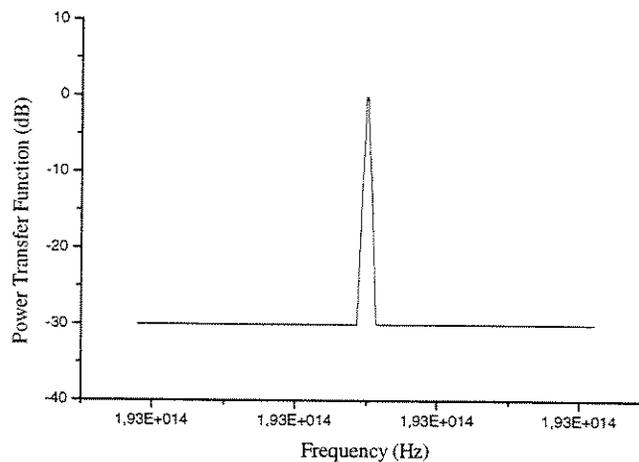
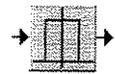


Figura 27 – Resposta do filtro Trapezoidal.



Rectangle_Filter

A.5.5 - Filtro Retangular (*Rectangle_Filter*)

A função de transferência do filtro retangular é dada por:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f - f_0| \leq \frac{\Delta f_{FWHM}}{2} \\ 0 & |f - f_0| > \frac{\Delta f_{FWHM}}{2} \end{cases} \quad (55)$$

A função de transgêrência para o filtro retangular invertido é dada por:

$$H_{reject}(f) = \sqrt{1 - H(f)^2} \quad (56)$$

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 28.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass

Tabela 28 - Parâmetros locais do filtro retangular.

1. *Operation_Mode*: modo de operação do filtro, passa bando ou rejeita banda.

Na Figura 28 pode ser visualizada a resposta em freqüência do filtro.

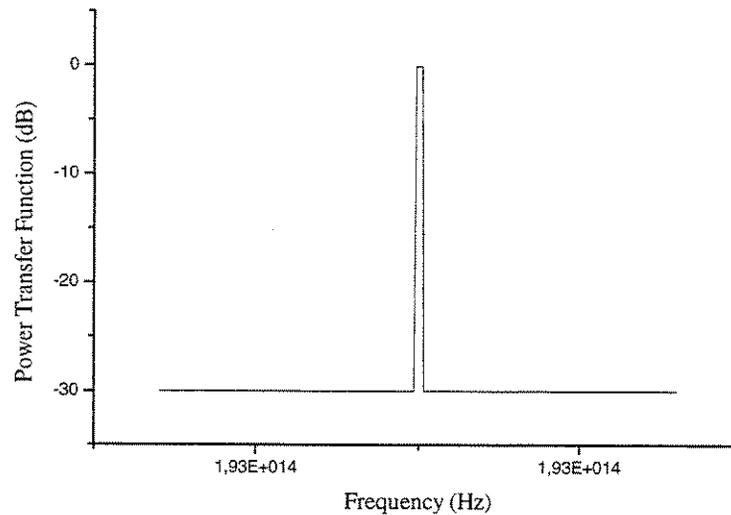
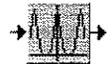


Figura 28 – Resposta do filtro Retangular.

A.5.6 - Filtro de Fabry-Perot (*Fabry_Perot_Filter*)



Fabry_Perot_Filter

O filtro de Fabry-Perot é um filtro óptico passa banda sintonizável. Ele consiste de dois espelhos espaçados por uma certa distância, formando um ressonador óptico^[3]. Para sintonizar o filtro de um canal para outro, a condição ressonante do filtro deve ser alterada. Isto é realizado eletronicamente pelo ajuste do comprimento da cavidade através de um transdutor piezoelétrico. As ondas refletidas no ressonador interferem construtivamente se a fase é próxima de um múltiplo de 2π . Em outro caso, interferências destrutivas são obtidas.

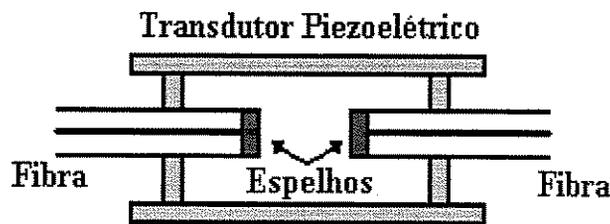


Figura 29 – Filtro de Fabry-Perot

A função da transferência do filtro é periódica no domínio da frequência. Segundo [3] o intervalo de frequência entre dois picos sucessivos de transmissão é denominado de FSR (*Free Spectral Range* – faixa de espectro livre), e é dado por:

$$FSR = \frac{c}{2nL} \quad (57)$$

onde c é a velocidade da luz, n o índice efetivo de refração e L o comprimento da cavidade. Assim, se desejarmos que o filtro opere com apenas um canal, devemos ter o valor de FSR maior que o valor da largura de banda de simulação. A razão entre a largura de banda do filtro e FSR, representa a precisão do filtro. A função de transferência do filtro é dada por:

$$H(f) = \frac{1-R}{1-R * e^{\frac{2\pi f - (f-f_0)}{Bandwidth}}} \quad (58)$$

onde R é dado por:

$$R = \frac{2 + \left(\frac{\pi * Bandwidth}{FSR}\right)^2 - \sqrt{\left(2 + \frac{\pi * Bandwidth}{FSR}\right)^2 - 4}}{2} \quad (59)$$

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 29.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
FSR	nm ou GHz.	500 GHz

Tabela 29 - Parâmetros locais do filtro de *Fabry-Perot*.

1. **FSR:** é o espaçamento entre dois picos da função de transferência, conforme pode ser observado na Figura 30.

A representação gráfica da função de transferência do filtro pode ser vista na Figura 30.

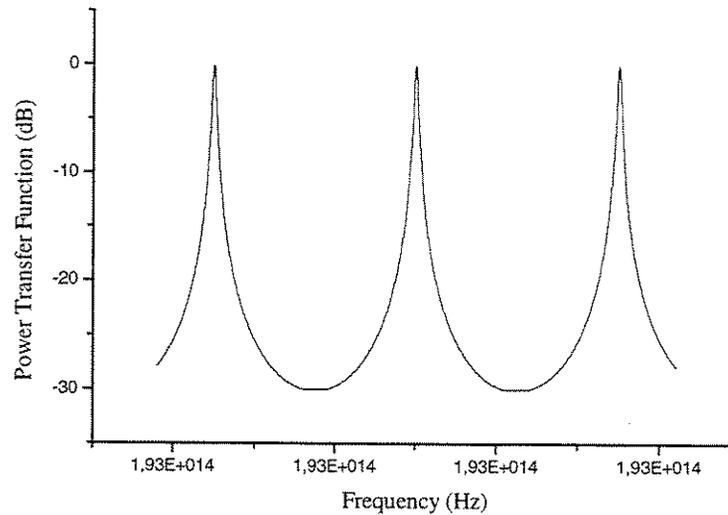
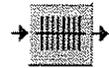


Figura 30 – resposta do filtro de Fabry-Perot. FSR = 250GHz.



Fiber_Bragg_Grating

A.5.7 - Filtro de Bragg (*Fiber_Bragg_Grating*)

Algumas fibras tem a capacidade de alterar permanentemente suas propriedades quando expostas a intensas radiações de lasers operando na região espectral azul ou ultravioleta. Quando fibras de sílica dopadas com germânio são irradiadas por poucos minutos com um intenso feixe de laser, um efeito fotossensível permite trocas periódicas no índice de refração ao longo da fibra, resultando na formação da grade de Bragg no núcleo^[2]. As fibras de grade de Bragg podem ser utilizadas como fibras ópticas em sistemas WDM, em lasers DFB, para aplainar o ganho de EDFAs (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers* – amplificadores a fibra dopada com érbio), ou para compensar a dispersão. Tendo a fibra de grade de Bragg como uma perturbação periódica do índice de refração η_{eff} ao longo da fibra, podemos representa-la por:

$$\delta\eta_{eff}(z) = \delta\eta_{eff1}(z) + \delta\eta_{eff1}(z) * v \cos\left[\frac{2\pi}{\Lambda}z + \phi(z)\right] \quad (60)$$

onde, $\delta\eta_{eff1}$ é o índice de variação espacial média do índice de refração sobre um período de grade, v é a margem de visibilidade (fringe visibility) do índice de variação, Λ é o período nominal que define a frequência central do filtro e $\phi(z)$ descreve o gorjeio da grade (*grating chirp*). Se considerarmos o filtro uniforme, $\delta\eta_{eff1}$ e $\phi(z)$ serão constantes. A função de transferência do filtro uniforme para a onda refletida é dada por:

$$T(f) = \frac{k * \sinh \sqrt{k^2 - \xi^2}}{\xi * \sinh \sqrt{k^2 - \xi^2} + \sqrt{k^2 - \xi^2} \cosh \sqrt{k^2 - \xi^2}} \quad (61)$$

onde o parâmetro k quantifica o acoplamento entre as ondas incidente E_i e refletida E_r , e o parâmetro ξ representa uma frequência normalizada deslocada da frequência central do filtro. k pode ser obtido a partir da refletividade máxima, estabelecida para a frequência central:

$$k = \arctan \sqrt{R_{\max}} \quad (62)$$

$$\xi = 2k \sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{k}\right)^2} \frac{f - f_c}{\text{Bandwidth}} \quad (63)$$

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 31.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Reflectivity</i>		0.95
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass

Tabela 30 - Parâmetros locais do filtro Fiber Grating Bragg.

1. **Reflectivity:** valor da máxima refletividade, dada pelo quadrado da razão entre a onda incidente e a refletida;
2. **Operation_Mode:** modo de operação do filtro, passa banda ou rejeita banda.

A representação gráfica da função de transferência do filtro pode ser vista na Figura 31.

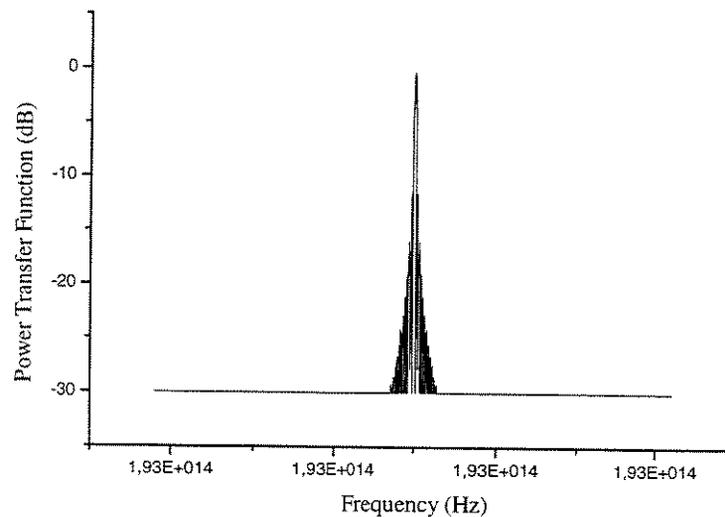
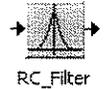


Figura 31 – resposta do filtro fiber Grating Bragg.



A.5.8 - Filtro RC (*RC_Filter*)

Utilizado como filtro elétrico, sua função de transferência é dada por:

$$H(f) = \frac{1}{1 + J2 \frac{f - f_0}{\Delta_{FWHM}}} \quad (64)$$

Os parâmetros locais do modelo são apresentados na Tabela 31.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass

Tabela 31 - Parâmetros locais do filtro RC.

1. ***Operation_Mode***: modo de operação do filtro, passa banda ou rejeita banda.

A representação gráfica da função de transferência do filtro pode ser vista na Figura 32.

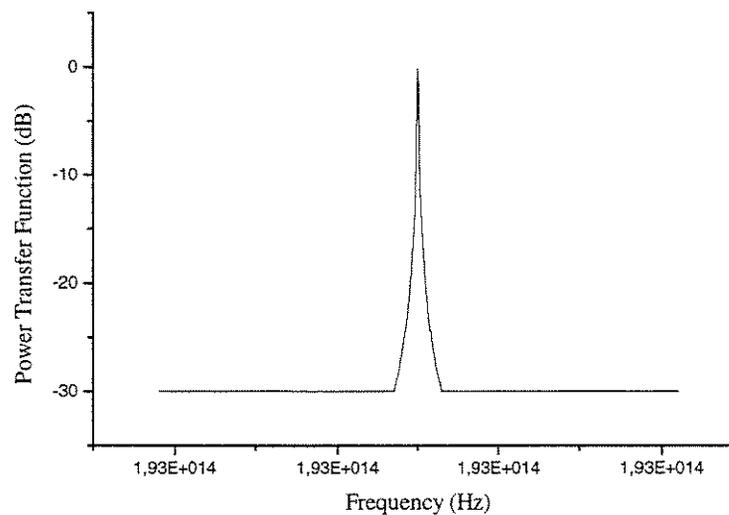


Figura 32 – resposta do filtro RC.

A.5.9 - Filtro Coseno Levantado (*Raised_Cosine_Filter*)



Raised_Cosine_Filter

A função de transferência de um filtro coseno levantado é dado por:

$$H(f) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \Delta f \leq \frac{1 - Slope}{2T} \\ \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi T}{Slope} \left(\Delta f - \frac{1}{2T}\right)\right) & \frac{1 + Slope}{2T} < \Delta f < \frac{1 - Slope}{2T} \\ 0 & \Delta f \geq \frac{1 + Slope}{2T} \end{array} \right\} \quad (65)$$

onde,

$$T = \frac{1}{1.2 * Bandwidth} \quad e \quad \Delta f = f - f_0 \quad (66)$$

sendo que, f é a frequência, f_0 a frequência central e $Slope$ a inclinação do filtro.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados na Tabela 32.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Slope</i>		0.5
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass

Tabela 32 - Parâmetros locais do filtro Coseno Levantado.

1. *Slope*: inclinação do filtro;
2. *Operation_Mode*: modo de operação do filtro.

A representação gráfica da função de transferência do filtro pode ser vista na Figura 33.

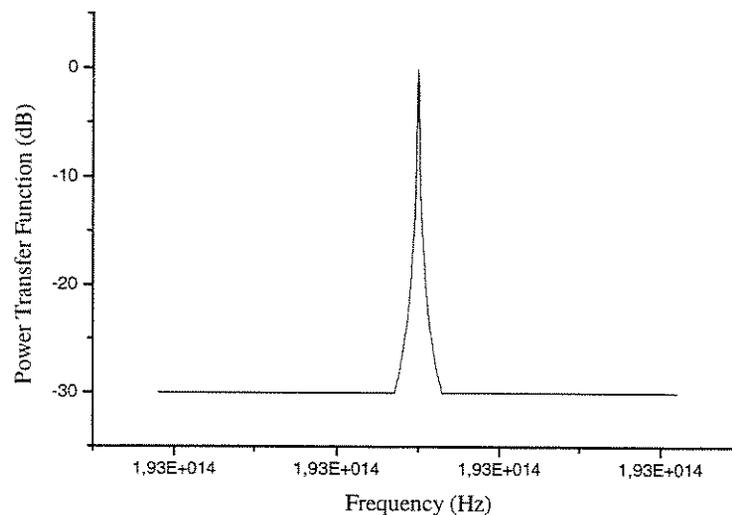
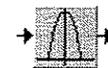


Figura 33 – resposta do filtro Coseno Levantado.



Roll_Off_Cosine_Filter

A.5.10 - Filtro Coseno Roll-Off (Roll_Off_Cosine_Filter)

A função de transferência é dada por:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \Delta f \leq \frac{1-\alpha}{2*B} \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \cos\left(\frac{\Delta f - \left(\frac{1-\alpha}{2*B}\right)}{\alpha*B} \pi\right) \right)} & \frac{1+\alpha}{2*B} < \Delta f < \frac{1-\alpha}{2*B} \\ 0 & \Delta f \geq \frac{1+\alpha}{2*B} \end{cases} \quad (67)$$

onde,

$$\Delta f = f - f_0 \quad (68)$$

sendo que, f é a frequência, f_0 a frequência central, α o fator de roll-off e B a largura da banda.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados na Tabela 33.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Roll_Off_Factor</i>		0.5
<i>Operation_Mode</i>	Bandpass ou Band-Reject	Bandpass

Tabela 33 - Parâmetros locais do filtro Coseno Roll-Off.

1. **Roll_Off_Factor:** fator de roll-off do filtro;
2. **Operation_Mode:** modo de operação do filtro.

A representação gráfica da função de transferência do filtro pode ser vista na Figura 34.

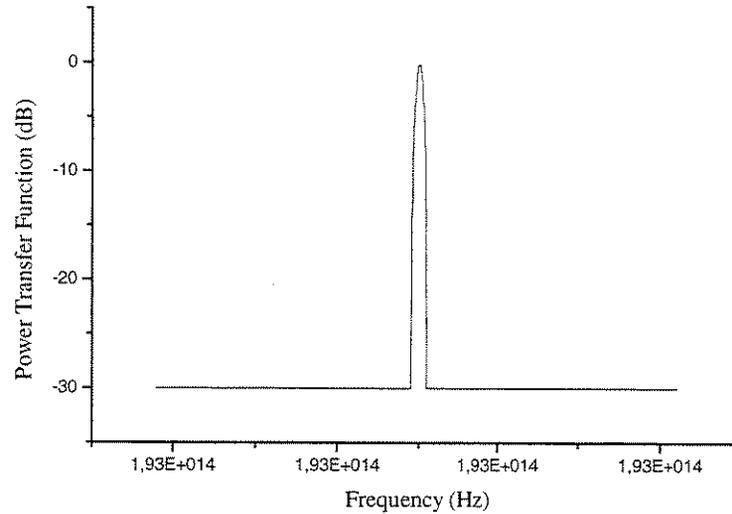
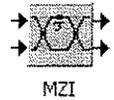


Figura 34 – resposta do filtro Coseno Roll-Off. Fator Roll-Off = 1.



A.5.11 - Filtro Mach-Zehnder (*Mach_Zehnder_Filter*)

O filtro de *Mach-Zehnder* é um filtro sintonizável baseado no princípio interferométrico. Ele pode ser construído simplesmente unindo as portas de saída de um acoplador com as portas de entrada de outro acoplador através de dois guias de onda. O primeiro acoplador simplesmente divide o sinal em duas partes iguais, as quais ficaram com fases diferentes após um dos sinais receber um atraso em um dos guias de onda antes de entrarem no segundo acoplador^[4], conforme Figura 35. A função de transferência é dada por:

$$[H_{MZF}(f)] = [H_{coupler}(f)][H_{\tau}][H_{coupler}(f)] \quad (69)$$

onde,

$$[H_{coupler}(f)] = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j\sqrt{\alpha} \\ j\sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \quad (70)$$

$$[H_{\tau}(f)] = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f\tau} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (71)$$

sendo τ o atraso em um dos braços dado em segundos, e α o fator de acoplamento, sendo que para $\alpha=0.5$ teremos os acopladores funcionando como acopladores 3 dB.

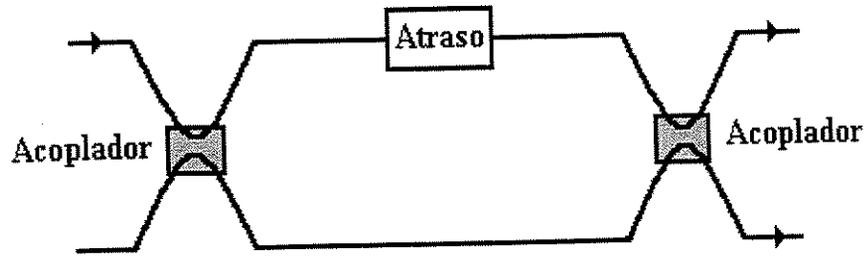


Figura 35 – Filtro de Mach-Zehnder.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados na Tabela 34.

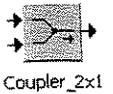
Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Alpha</i>		0.5
<i>Delay</i>	ns	0

Tabela 34 – Parâmetros locais do filtro de Mach-Zehnder.

1. **Alpha:** fator de acoplamento dos acopladores;
2. **Delay:** atraso gerado em um dos guias de onda.

A.6 - Acopladores e Divisores

Acopladores ópticos são dispositivos passivos utilizados para o acoplamento de sinais, enquanto os divisores são utilizados na separação de sinais.



Coupler_2x1

A.6.1 - Acoplador 3 dB (3dB_Coupler)

No SimNT existem três acopladores 3 dB, diferenciados apenas pelo número de portas de entrada, 2x1, 4x1 e 8x1. Falaremos sobre o acoplador 2x1, já que os outros são ramificações deste. O sinal de saída do acoplador é dado por:

$$E(t) = \frac{1}{\sqrt{M}}(E_1(t) + E_2(t)) \quad (72)$$

onde, E_1 é o sinal de entrada na porta 1, E_2 o sinal de entrada na porta 2 e M define o modo de operação do acoplador podendo ser 1 ou 2. Caso o acoplador esteja operando no modo ideal, M será 1, e se estiver operando no modo 3 dB, será 2.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados Tabela 35.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Loss</i>	dB	0.0
<i>Operation_Mode</i>	Ideal ou 3dB_Coupler	3 dB Coupler

Tabela 35 - Parâmetros locais do acoplador 3dB.

1. **Loss**: perdas do sinal no acoplador.
2. **Operation Mode**: modo de operação do acoplador, ideal ou como um acoplador 3 dB.

Na Figura 36 temos o sinal de saída do acoplador, figura c, dado dois sinais de entrada, figuras a e b. Na Figura 37, temos o sistema que foi utilizado para gerar estes resultados. O primeiro acoplador foi utilizado como acoplador ideal, enquanto o segundo como um acoplador 3 dB. Em nenhum dos acopladores foi inserido perdas.

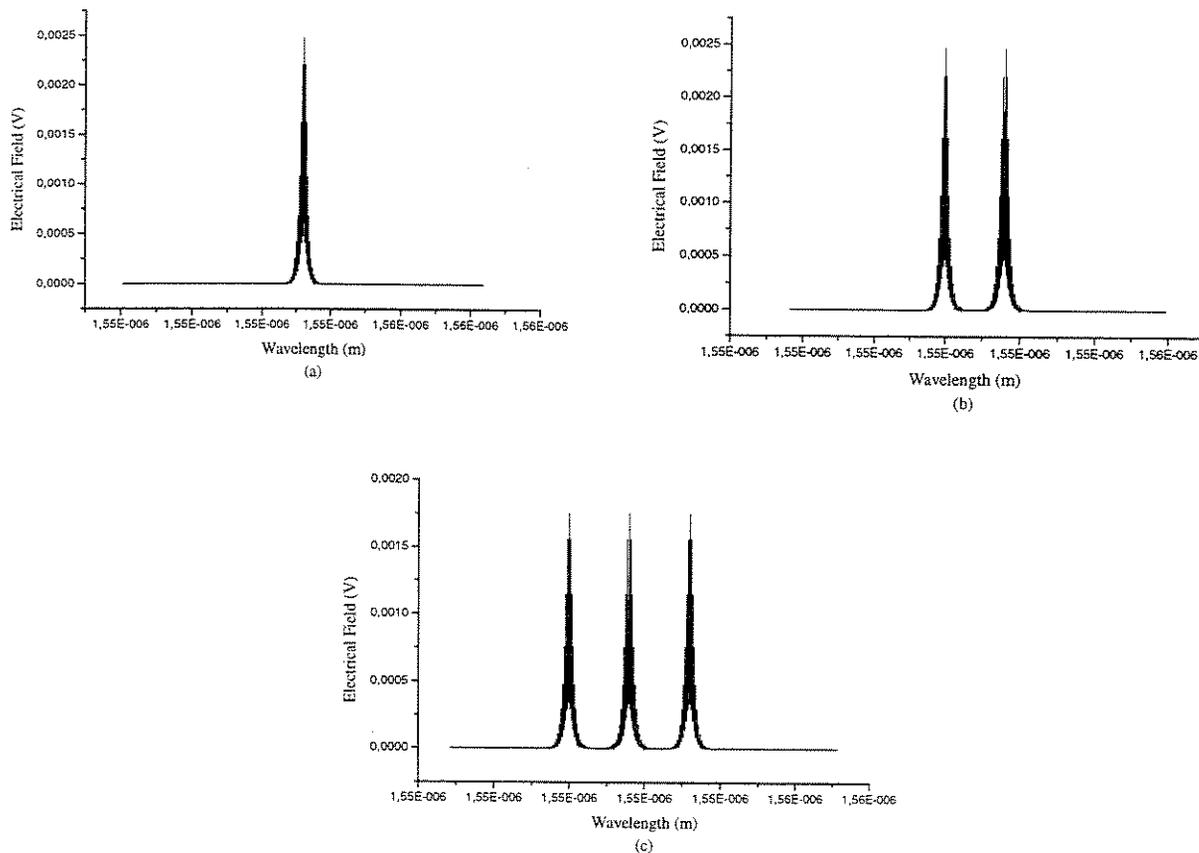


Figura 36 – sinais de entrada e saída de um acoplador.

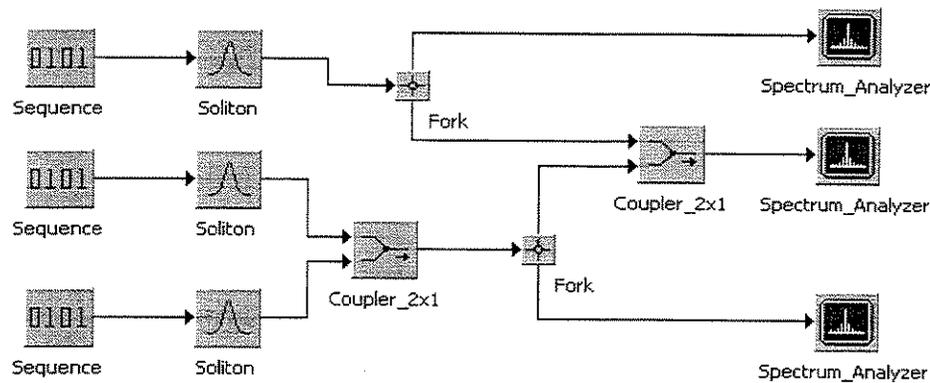
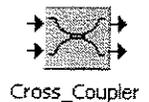


Figura 37 – sistema utilizado para gerar os resultados da Figura 36.

A.6.2 - Acoplador Cruzado (Cross_Coupler)



O acoplador cruzado, *Cross_Coupler*, nada mais é do que um acoplador 2x2, onde os sinais de saída de suas portas são dados por:

$$E_{o1}(t) = E_1\sqrt{1-\alpha} + jE_2\sqrt{\alpha} \quad (73)$$

$$E_{o2}(t) = jE_1\sqrt{\alpha} + E_2\sqrt{1-\alpha} \quad (74)$$

onde E_1 é o sinal de entrada na porta 1, E_2 o sinal de entrada na porta 2 e α o fator de acoplamento.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados Tabela 36.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Loss</i>	dB	0.0
<i>Alpha</i>		0.5

Tabela 36 - Parâmetros locais do acoplador cruzado.

1. **Loss:** perda inserida no acoplador;
2. **Alpha:** fator de acoplamento. Para $\alpha=0.5$, teremos o acoplador operando no modo 3 dB. Se o valor de α assumir seus valores extremos, 0 e 1, tem-se para o valor 1, que o sinal da entrada 1 será colocado sozinho na porta 1, como se fosse um curto, enquanto o sinal da entrada 2 sairá pela porta 2. Para o valor 0, tem-se o contrário, o sinal de entrada da porta 1 saindo na 2 e o da porta 2 saindo na 1. Quando operando como acoplador 3 dB, tem-se na duas portas de saída o mesmo sinal, já que $\alpha=0.5$. Para valores α diferentes de 0, 0.5 e 1, teremos um sinal na saída 1 e seu complemento na saída 2.

Pode-se visualizar na Figura 38 o sinal de saída da porta 1 e seu complemento na porta 2.

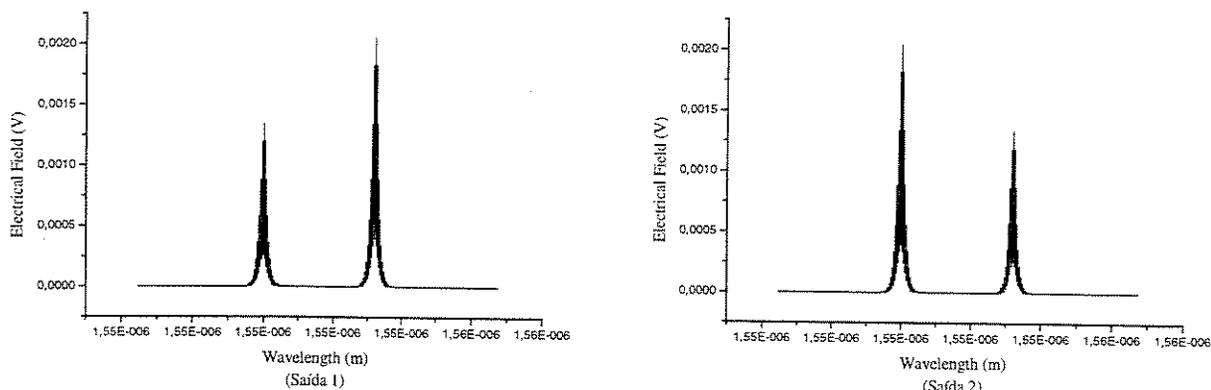
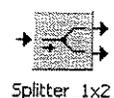


Figura 38 –sinais de saída do acoplador cruzado.

A.6.3 - Divisores (Splitters)



Assim como no caso dos acopladores de 3 dB, também existem três modelos de divisores, diferenciados apenas pelo número de portas de saída 1x2, 1x4 e 1x8. Os divisores operam como um conjunto de acopladores cruzados de apenas 1 entrada, como pode ser visto na figura 33, onde tem-se o esquema do divisor 1x4.

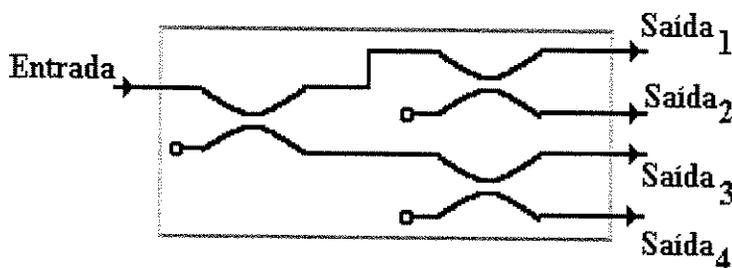


Figura 39 - esquema representativo do divisor 1x4.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados Tabela 37

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Loss</i>	dB	0.0
<i>Operation_Mode</i>	Ideal ou 3dB_Coupler	3db_Coupler

Tabela 37 - Parâmetros locais dos divisores.

1. **Loss:** perdas no sinal inseridas pelo divisor;

2. *Operation_Mode*: modo de operação do divisor.

Na Figura 40, pode-se visualizar os sinais de entrada e saída do divisor operando no modo *3dB_Coupler*.

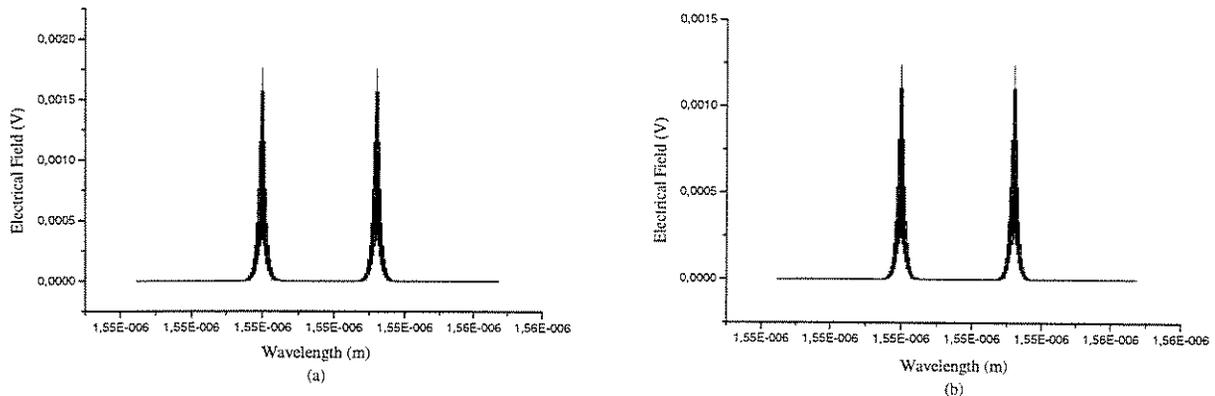
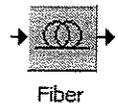


Figura 40 –sinais de entrada e saída do divisor 1x2. (a)entrada. (b) saída.

A.7 - Fibras



A fibra é o meio físico utilizado para a propagação dos sinais ópticos. De uma forma simplória, a fibra consiste de um núcleo, envolto por uma camada externa que possui um índice de refração ligeiramente menor. O princípio básico de reflexão interna, responsável pelo guiamento da luz em uma fibra óptica, já era conhecido no século passado. As primeiras fibras foram desenvolvidas ainda na década de 20, mas somente nos anos 50, com o uso de uma camada externa sobreposta ao núcleo, a casca, é que o campo das comunicações ópticas começou a desenvolver-se mais rapidamente. O principal problema na década de 50 era a falta de uma fonte óptica coerente bem como de um meio de transmissão viável. A invenção do laser e sua demonstração em 1960, foi a solução encontrada a um destes problemas. Durante a década de 60, o meio de transmissão continuava a ser o principal problema que inviabilizava a utilização de um sistema óptico, devido as elevadas perdas que ocorriam no meio (1000 dB/km). A situação começou a mudar em 1970, quando as perdas em fibras de sílica foram reduzidas a aproximadamente 20 dB/km. Aperfeiçoamentos nas técnicas de fabricação, resultaram em 1979 em uma melhoria considerável na atenuação causada pela fibra, que foi reduzida para 0.2 dB/km na janela óptica de 1.55 μm . A viabilidade simultânea de uma fonte óptica compacta e de uma fibra com baixa perda, ocasionaram

um esforço mundial para o desenvolvimento de sistemas de comunicação por fibras ópticas^{[2][3]}. Após o problema da atenuação ter sido sanado, surgiu o problema da dispersão intermodal que foi solucionado com o desenvolvimento das fibras monomodo.

Os modelos desenvolvidos para o SimNT foram para as fibras monomodais, sendo que os efeitos causados nas fibras são a atenuação, que atua na intensidade do sinal, e a dispersão que atua no espalhamento temporal da energia dos pulsos. Pode-se classificar os efeitos em duas categorias, lineares e não lineares.

- Lineares

1. **Atenuação:** a atenuação é dependente do comprimento de onda utilizado e é causada por fatores como absorção e espalhamento de Rayleigh. A absorção é causada pelas impurezas extrínsecas, principalmente íons de hidroxila, que se combinam com a sílica durante o processo de fabricação. A sílica em sua estrutura atômica possui características de absorção que estabelecem o limite mínimo possível de atenuação das fibras. O espalhamento de Rayleigh surge de variações microscópicas na densidade do material e não homogeneidades estruturais próprias de qualquer material não-cristalino, que surgem durante o processo de deposição dos materiais que formarão a casca e o núcleo. As perdas pelo espalhamento de Rayleigh varia com λ^{-4} e é dominante em comprimentos de ondas menores^[3]. O nível de perdas intrínseco é estimado em dB/km por:

$$\alpha_R = \frac{C}{\lambda^4} \quad (75)$$

onde C é uma constante que varia de 0,7 – 0,9 (dB/km* μm^4) dependendo de como a fibra é constituída. Outro fator de atenuação são as emendas entre fibras;

2. **Dispersão:** as fibras monomodo eliminam a dispersão intermodal, que ocorria devido a partição da potência do sinal de entrada nos vários modos propagantes das fibras multimodo. Mesmo assim, alguns fenômenos continuam causando o alargamento temporal do pulso óptico, caso da dispersão cromática, já que diferentes componentes espectrais propagam-se com pequenas diferenças de velocidade, mesmo estando no mesmo modo, chegando dessincronizadas na saída da fibra, ocasionando a dispersão de velocidade de grupo (GVD). A dispersão por velocidade de grupo β_2 é responsável pelo espalhamento do pulso. β_2 é relacionado ao parâmetro da dispersão D por:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (76)$$

e a dispersão de alta ordem é governada pela inclinação da dispersão dada por:

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 + \frac{4\pi c}{\lambda^3} \beta_2 \quad (77)$$

rescrevendo em função do parâmetro da dispersão, tem-se:

$$S = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 - \frac{2D}{\lambda} \quad (78)$$

- Não Lineares

A fibra de vidro apresenta um comportamento não linear sob um campo eletromagnético intenso. A origem da resposta não linear está relacionada a movimentos não harmônicos dos elétrons de fronteira sob a influência de um campo intenso.

1. **Refração Não Linear:** os efeitos não lineares de menor ordem em fibras ópticas originam-se da susceptibilidade de terceira ordem que é responsável por fenômenos como geração de terceiro harmônico, mistura de quatro ondas e refração não linear. A maioria dos efeitos não lineares em fibras ópticas origina-se da refração não linear. O índice refrativo \bar{n} torna-se dependente da intensidade óptica na fibra $|E|^2$:

$$\bar{n}(\omega, |E|^2) = n(\omega) + n_2 |E|^2 \quad (79)$$

onde $n(\omega)$ é a parte linear e n_2 é o coeficiente do índice não linear;

2. **Auto Modulação de Fase:** é causada pela refração não linear. A fase do sinal sofre alterações durante a propagação;
3. **Modulação Cruzada de Fase:** também origina-se da refração não linear. Em sistemas multicanais, a potência de um canal provocará modulações nos demais canais, ocasionando a modulação cruzada;
4. **Mistura de Quatro Ondas:** origina-se da susceptibilidade de terceira ordem. se três campos ópticos com portadoras em ω_1 , ω_2 e ω_3 , propagam-se em uma fibra simultaneamente, a susceptibilidade de terceira ordem gerará um quarto campo cuja a frequência é relacionada as outras frequências pela seguinte relação: $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$. Combinações de frequência da forma $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ são mais problemáticas em

sistemas de comunicações multicanais quando ficam em fase com os comprimentos de onda dos canais aproximando-se do comprimento de onda de dispersão zero.

Foram desenvolvidos três modelos para a fibra, diferentes apenas nos valores dos parâmetros, mas com a mesma metodologia de resolução, baseada no algoritmo *Split-Step Fourier*, considerando a mistura de quatro ondas, auto modulação de fase, modulação cruzada de fase, dispersão de velocidade de grupo de primeira ordem, dispersão de velocidade de grupo de segunda ordem e atenuação. A propagação de ondas ópticas em fibras monomodo é governada pelas equações de Maxwell's considerando um meio não magnético e livre de cargas,

$$\text{rot}\vec{E}(\vec{r},t) = -\frac{d\vec{B}(\vec{r},t)}{dt} \quad (80)$$

$$\text{rot}\vec{H}(\vec{r},t) = \frac{d\vec{D}(\vec{r},t)}{dt} \quad (81)$$

$$\text{div}\vec{D}(\vec{r},t) = 0 \quad (82)$$

$$\text{div}\vec{B}(\vec{r},t) = 0 \quad (83)$$

onde \vec{E} é o vetor do campo elétrico, \vec{H} o vetor do campo magnético, \vec{D} é a densidade de fluxo elétrico, e \vec{B} a densidade de fluxo magnético. As densidades de fluxo e campo são relacionadas por:

$$\vec{D}(\vec{r},t) = \epsilon\vec{E}(\vec{r},t) = \epsilon_0\vec{E}(\vec{r},t) + \vec{P}(\vec{r},t) \quad (84)$$

$$\vec{E}(\vec{r},t) = \mu_0\vec{H}(\vec{r},t) \quad (85)$$

onde, μ_0 é a permeabilidade no vácuo, ϵ_0 é a permissividade no vácuo, ϵ é a permissividade do meio e $\vec{P}(\vec{r},t)$ é a densidade de polarização do campo para o meio, interpretada como o momento do dipolo por unidade de volume. A relação entre \vec{E} e \vec{P} é dada em função da susceptibilidade elétrica,

$$\vec{P}_L(\vec{r},t) = \epsilon_0\chi_e(\vec{r},t)\vec{E}(\vec{r},t) \quad (86)$$

Em um meio linear, homogêneo e isotrópico, o tensor da susceptibilidade elétrica torna-se um escalar. Rescrevendo a polarização tem-se:

$$\vec{P}(\vec{r},t) = \vec{P}^{(1)}(\vec{r},t) + \vec{P}^{(2)}(\vec{r},t) + \dots + \vec{P}^{(n)}(\vec{r},t), \quad \text{com } n \rightarrow \infty \quad (87)$$

$$\vec{P}(\vec{r},t) = \vec{P}_L(\vec{r},t) + \vec{P}_{NL}(\vec{r},t) \quad (88)$$

Devido a simetria da estrutura do material da fibra de sílica não dopada, todas as partes da polarização de ordem par são nulas, enquanto as de ordem ímpar superiores a 3 podem ser

desprezadas. Deste modo, todos os resultados não lineares da fibra são de responsabilidade do termo de polarização de terceira ordem,

$$\vec{P}_{NL}(\vec{r}, t) = \vec{P}^{(3)}(\vec{r}, t) = \epsilon_0 \chi_e^{(3)}(\vec{r}, t) \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) \vec{E}(\vec{r}, t) \vec{E}(\vec{r}, t) \quad (89)$$

A partir das equações de Maxwell's pode-se obter a equação básica que governa a propagação do pulso em uma fibra dispersiva não linear^[2],

$$\text{rot rot} \vec{E}(\vec{r}, t) - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = -\mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}_L(\vec{r}, t)}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}_{NL}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} \quad (90)$$

O vetor do campo elétrico na equação (90) representa o campo total. Em coordenadas cartesianas $\vec{E}(\vec{r}, t)$ é dado por:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_x(t) \vec{e}_x + \vec{E}_y(t) \vec{e}_y + \vec{E}_z(t) \vec{e}_z \quad (91)$$

onde, \vec{E}_x, \vec{E}_y e \vec{E}_z são as componentes do vetor do campo e \vec{e}_x, \vec{e}_y e \vec{e}_z são os vetores unitários ao longo de x, y e z , respectivamente. Cada componente do vetor é representada como uma soma de todas as frequências e apresenta a direção de propagação. Como cada componente pode conter um número de termos para diferentes frequências, $\chi^{(3)}(\vec{r}, t)$ deve ser calculado para cada frequência presente. Se a polarização é determinada, ela pode ser substituída na equação (90). No caso de uma onda de luz polarizada na direção x , propagando-se na direção $+z$, o campo elétrico é escrito da seguinte forma:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2} A(z, t) e^{(j2\omega_0 t - j\beta(\omega))} + cc \quad (92)$$

onde, $A(z, t)$ é o envelope do campo, f_0 é a frequência da portadora, $\beta(\omega)$ especifica a constante do modo de propagação, e cc representa o termo complexo conjugado associado. Fazendo as seguintes considerações:

- \vec{P}_{NL} é tratado como uma pequena perturbação perante \vec{P}_L ;
- o campo mantém sua polarização ao longo da fibra;
- o espectro do campo elétrico é centrado na frequência f_0 e tem uma largura espectral $\Delta f \ll f_0$;
- a diferença entre os índices do núcleo e da casca torna-se zero;

uma aproximação da variação lenta do envelope pode ser dada por^[2]:

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A(z,t) - j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A(z,t)}{\partial T^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A(z,t)}{\partial T^3} \quad (93)$$

Método Split-Step Fourier

O método *Split-Step Fourier* é o método mais importante para solucionar o problema da propagação de pulsos em meios não lineares dispersivos e com perdas. Inicialmente, para facilitar a visualização do método, deve-se rescrever a (93) da seguinte forma:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})A \quad (94)$$

onde \hat{D} é um operador linear que representa a absorção e dispersão em um meio linear, e \hat{N} é um operador não linear que representa os efeitos não lineares sobre o pulso.

$$\hat{D} = -\frac{\alpha}{2} - j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial T^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial T^3} \quad (95)$$

$$\hat{N} = -j\gamma |A(z,t)|^2 \quad \text{com } \gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda_c A_{\text{eff}}} \quad (96)$$

De forma geral, dispersão e não linearidade atuam juntas ao longo da fibra. O método *Split-Step Fourier* obtém uma solução aproximada por considerar que a dispersão e a não linearidade atuam separadamente quando um campo óptico propaga-se em uma pequena distância h . Assim, tem-se que para uma propagação de z até $z+h$, ocorrem dois passos. No primeiro, atua somente a não linearidade, e $\hat{D} = 0$. No segundo passo atua somente a dispersão, e $\hat{N} = 0$, assim:

$$A(z+h, T) \equiv e^{(h\hat{D})} e^{(h\hat{N})} A(z, T) \quad (97)$$

Para facilitar a resolução, o operador $e^{(h\hat{D})}$ é levado para o domínio da frequência:

$$e^{(h\hat{D})} B(z, T) = \{F^{-1} e^{(h\hat{D}(j\omega))} F\} B(z, T) \quad (98)$$

onde F indica a transformada de *Fourier*, $\hat{D}(j\omega)$ é obtido da equação (95) substituindo a diferencial $\partial/\partial T$ por $j\omega$, sendo que ω é a frequência. Uma vez que no domínio da frequência, $\hat{D}(j\omega)$ é apenas um número, a resolução da equação (98) é direta.

A exatidão do método pode ser aumentada se for adotado um procedimento diferente para propagar o pulso óptico sobre um segmento de z até $z+h$. Assim, tem-se:

$$A(z+h, T) = e^{\left(\frac{h}{2}\hat{D}\right)} e^{\left(\int_z^{z+h} \hat{N}(z') dz'\right)} e^{\left(\frac{h}{2}\hat{D}\right)} A(z, T) \quad (99)$$

A principal diferença é que a não linearidade é incluída no meio do segmento, e não no final como ocorria anteriormente. Se o tamanho do passo h for bem pequeno, a integral pode ser aproximada por $e^{(h\hat{N})}$. A precisão deste método pode ser melhorada ainda mais, se for empregada a regra trapezoidal e a integral for aproximada por:

$$\int_z^{z+h} \hat{N}(z') dz' \cong \frac{h}{2} [\hat{N}(z) + \hat{N}(z+h)] \quad (100)$$

Entretanto, a resolução desta equação não é direta, já que não se conhece o valor $\hat{N}(z+h)$ para o meio do segmento. É necessário iniciar um processo iterativo, substituindo inicialmente $\hat{N}(z+h)$ por $\hat{N}(z)$. A equação (99) é então utilizada para estimar o valor $A(z+h, T)$ o qual será utilizado para calcular um novo valor de $\hat{N}(z+h)$.

A.7.1 - Modelamento da Fibra

Como já foi dito anteriormente, foram desenvolvidos juntamente com a Universidade Federal do Espírito Santo, três modelos de fibra, com a mesma metodologia de resolução, mas com diferentes parâmetros padrões. Tem-se a fibra monomodo com dispersão deslocada (*DS_Fiber*), a fibra monomodo padrão (*Standard_Fiber*) e uma fibra com valores de parâmetros alterados, ideal para o usuário manipular os valores dos parâmetros disponíveis. Na Tabela 38, podem ser visualizados estes parâmetros, comuns a todos os modelos de fibra.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Asymmetrical</i>	<i>Yes</i> ou <i>No</i>	<i>Yes</i>
<i>Attenuation</i>	dB/km	0.2 dB/km
<i>Dispersion</i>	<i>Automatic</i> ou <i>User_Defined</i>	0.3 <i>Automatic</i>
<i>Effective_Area</i>		20 μm^2
<i>Lambda_Zero</i>	nm	1310 nm
<i>Length</i>	km	100 km
<i>Nonlinear_Index</i>	*1e-20m ² /W	2.6
<i>Slope</i>	ps/nm ² *km	0.092
<i>Steps</i>		100
<i>Trapezoidal_Integration</i>	<i>Yes</i> ou <i>No</i>	<i>No</i>

Tabela 38 - Parâmetros locais das fibras.

1. **Asymmetrical:** define o modo de operação para o método *Split-Step Fourier*. Se o modo for assimétrico, o modelo utiliza um passo pequeno apenas até o comprimento onde a não linearidade é relevante, sendo que depois disso, o valor do passo é recalculado para um valor maior, melhorando assim o desempenho;
2. **Attenuation:** é a atenuação da fibra dada em dB/km;
3. **Dispersion:** é a dispersão na fibra. No modo automático, o valor da dispersão será calculada usando como parâmetro o valor *Lambda_Zero*;
4. **Effective_Area:** área efetiva da fibra;
5. **Lambda_Zero:** comprimento de onda onde a dispersão é zero;
6. **Length:** comprimento da fibra em km;
7. **Nonlinear_Index:** valor do índice não linear da fibra;
8. **Slope:** valor da dispersão de segunda ordem;
9. **Steps:** número de passos para discretização da fibra;
10. **Trapezoidal_Integration:** define se será utilizada a regra trapezoidal para realizar a integração ou se será feita uma aproximação.

Na Figura 41, letras a e b, tem-se o sinal que foi aplicado em uma fibra monomodo e em uma fibra monomodo com dispersão deslocada, no tempo e na frequência. Na Figura 42 tem-se o sinal, no tempo e na frequência, de saída da fibra monomodo, enquanto na Figura 43, tem-se o sinal de saída da fibra com dispersão deslocada.

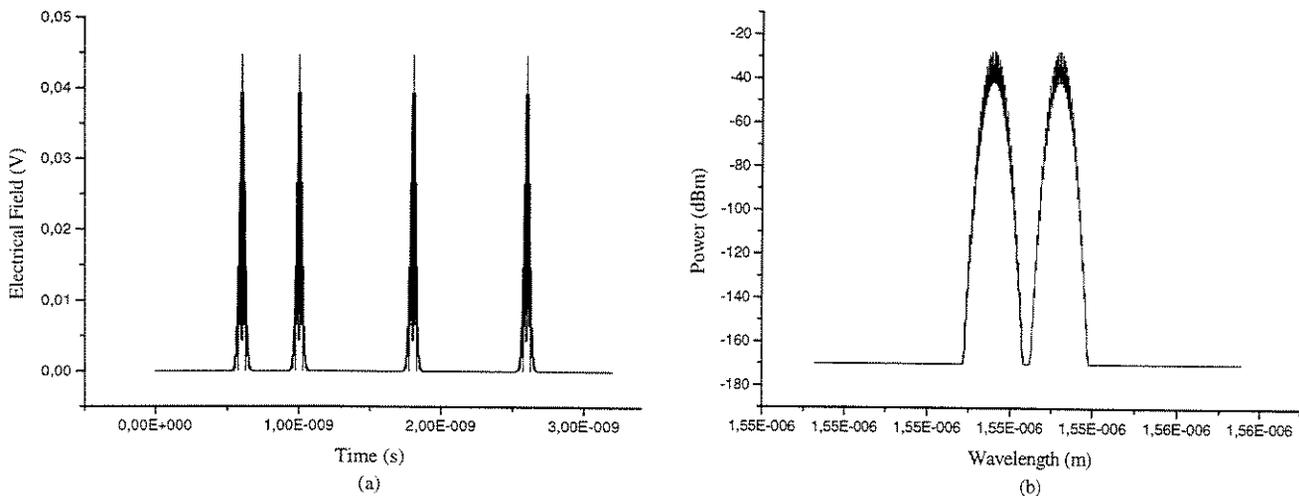


Figura 41 –sinais de entrada em uma fibra.

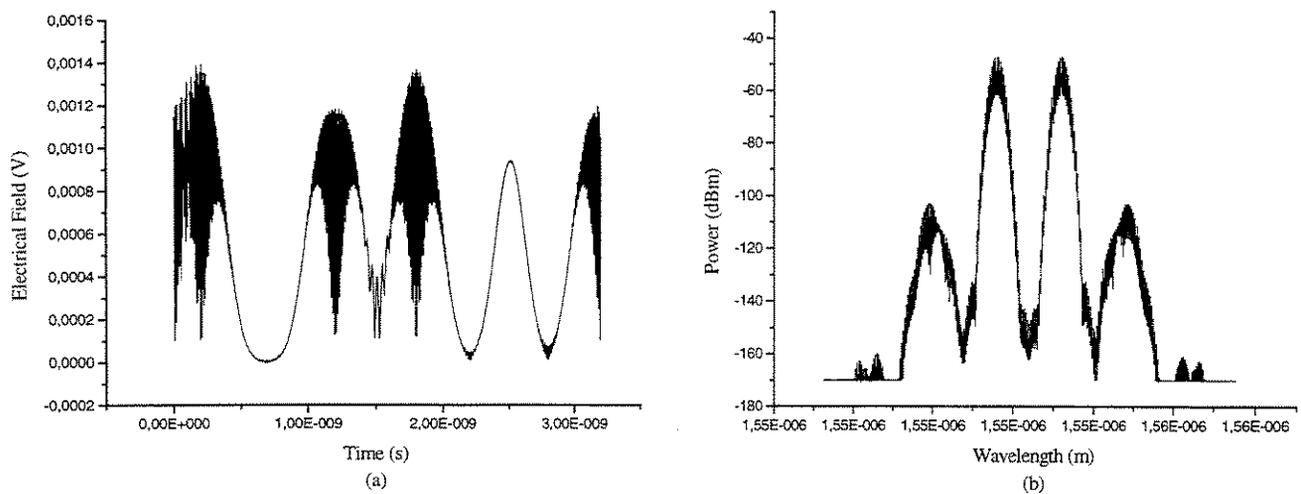


Figura 42 – sinal de saída de uma fibra monomodo, com dispersão mínima em 1310nm. Valor da dispersão para os sinais foi de 17.6462 ps/nm*km.

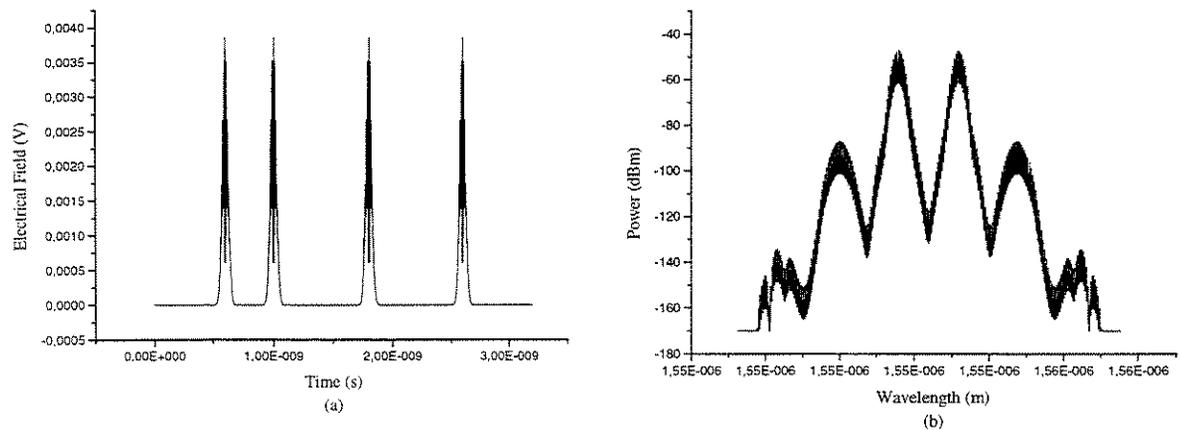


Figura 43 – sinais de saída de uma fibra monomodo com dispersão deslocada para 1550nm. O valor da dispersão calculada automaticamente foi 0.254971ps/nm*km.

A.8 - Amplificadores – EDFAs

As primeiras análises de amplificadores à fibra dopada com terras raras datam da década de 60. Nos anos 80 foram aprofundados os estudos e surgiram os primeiros lasers e amplificadores dopados com érbio. Os aspectos essenciais da análise teórica dos amplificadores à fibra dopada com

érbio, EDFAs (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers – amplificadores à fibra dopada com érbio*), foram completados no final de 1990.

O EDFA surgiu como uma importante alternativa ao uso dos amplificadores semicondutores em sistemas ópticos, tornando viável a implementação dos sistemas WDM, já que possui um extenso perfil de ganho, o que o torna um amplificador óptico de banda larga.

Nesta seção será feita uma descrição superficial dos dois modelos de EDFAs desenvolvidos, já que a análise teórica, bem como as explicações sobre o desenvolvimento dos modelos serão dadas no Capítulo 3.



A.8.1 - EDFA com Ganho Dependente do Espectro (*EDFA*)

Este modelo é mais simples e de mais fácil implementação que o segundo modelo de EDFA, já que toda a análise é baseada na curva de ganho do amplificador, ver Capítulo 3. A equação do ganho do amplificador é dada por:

$$G = G_0 * e^{\left[\frac{(1-G) * P_{in} * \left(\frac{G_0 * \ln 2}{P_0^{sat} * (G_0 - 2)} \right)}{G} \right]} \quad (101)$$

onde, P_0^{sat} é a potência de saída com ganho saturado, P_{in} a potência de entrada, G_0 ganho máximo do amplificador e G o ganho do amplificador. Como a equação (101) é transcendental, para solucioná-la, deriva-se esta equação em função da potência de entrada P_{in} , assim, tem-se:

$$\frac{dG}{dP_{in}} = - \frac{G-1}{P_{in} + \frac{P_0^{sat}}{G}} \quad (102)$$

A densidade espectral de potência do ASE será dada por:

$$P_{sp} = N_{sp} * (g-1) * h * \nu * Bandwidth \quad (103)$$

onde, N_{sp} é dado por:

$$N_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (104)$$

representando o fator de emissão, h é a constante de Plank, $Bandwidth$ é a banda óptica de simulação, ν a frequência central da banda, N_1 a densidade de população no nível de referência e N_2 a densidade de população no nível metaestável.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados na Tabela 39.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Flat_Band</i>	nm	1535-1565
<i>Gain</i>	dB	30.0
<i>Noise_Figure</i>	dB	5.0
<i>Normalized_Gain_Spectra</i>		
<i>Output</i>	<i>Signal, ASE ou Gain</i>	0.0
<i>Psat</i>	dBm	0.0
<i>Seed</i>		100
<i>Step</i>		1e-10
<i>Wavelength_Flat_Gain</i>	<i>On ou Off</i>	<i>Off</i>

Tabela 39 - Parâmetros locais do EDFA com Ganho Dependente do Espectro.

1. ***Flat_Band***: região do espectro onde o ganho do amplificador é aproximadamente plano. Esta é a região normalmente utilizada em sistemas WDM. O valor aproximado do ganho para esta região pode ser visualizado na janela de simulação;
2. ***Gain***: ganho desejado para o amplificador;
3. ***Noise_Figure***: figura de ruído do amplificador;
4. ***Normalized_Gain_Spectra***: curva de ganho normalizada;
5. ***Output***: determina que resultado será disponibilizado na saída. Quando é escolhido o modo *Gain*, será colocado na porta de saída o valor do ganho máximo do amplificador, G_0 , que também pode ser visualizado na janela de simulação;
6. ***Psat***: potência de saturação do amplificador;
7. ***Seed***: semente inicial para gerar seqüência aleatória;
8. ***Step***: resulta no passo para a discretização da (102);
9. ***Wavelength_Flat_Gain***: informa se o amplificador utilizará a curva de ganho normal, ou uma curva aplainada, dada por:

$$G(f) = G_0 \left(1 - \left(\frac{f - f_0}{\text{Bandwidth}/2} \right)^4 \right) \quad (105)$$

A Figura 44 mostra os sinais de entrada e saída de um EDFA.

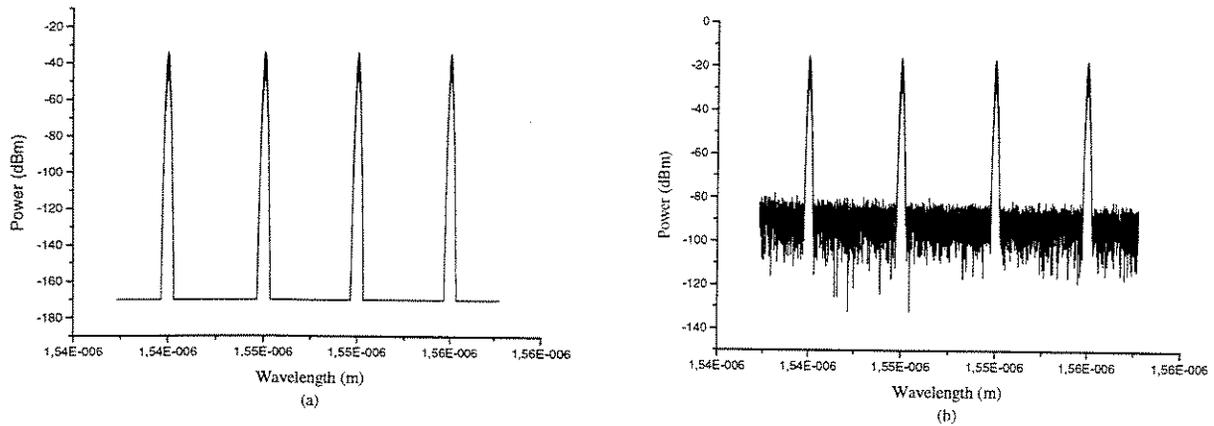


Figura 44 –sinais de entrada e saída do EDFA. (a)entrada. (b) saída.

Os gráficos da Figura 44 foram obtidos utilizando o sistema apresentado na Figura 45, sendo que o acoplador estava operando no modo ideal, e o parâmetro do sistema *Sample_Rate* foi de 1024.

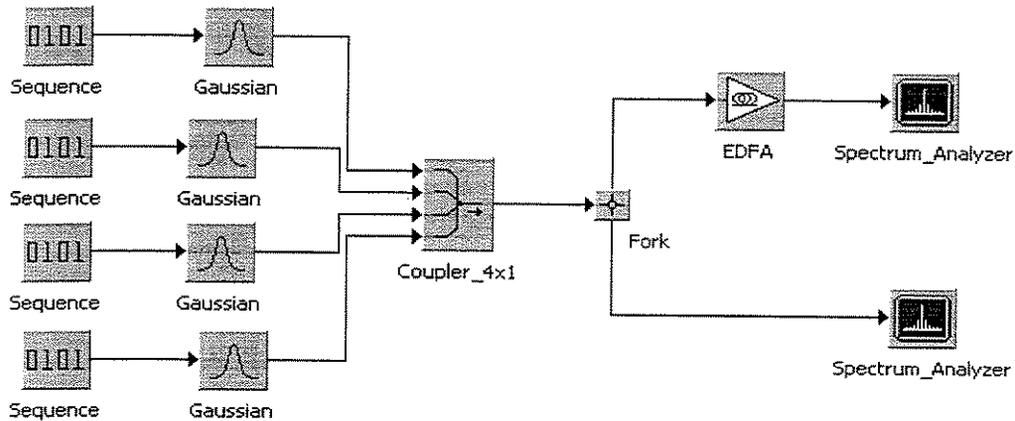


Figura 45 – sistema utilizado para gerar os sinais da Figura 44.

A.8.2 - EDFA (*EDFA_ODE*)



Com o objetivo de se fazer um modelo mais completo para o EDFA, vários artigos sobre o assunto foram estudados^{[9][10][11][12][13][14][15][16][17][18]}. O modelamento apresentado por Desurvire^[9], juntamente com o método de Runge-Kutta^[1], foram utilizados para desenvolver o modelo.

O diagrama dos níveis de energia para o vidro dopado com Er³⁺ é mostrado na Figura 46. Uma aproximação para um sistema com apenas 3 estados é justificada por^{[19][20][21]}. A propriedade de que em um vidro hospedeiro o campo cristalino ao redor, causa uma divisão de *Stark* dos orbitais do Er³⁺, o qual combinado com o efeito de uma pequena variação posição a posição, causa um

alargamento da transição do laser, está sendo levada em conta ao usar-se os perfis das seções transversais de emissão e absorção, $\sigma_e(\nu)$ e $\sigma_a(\nu)$, no modelo de sistema com 3 níveis.

Temos que $P_s^+(z, \nu)$ e $P_s^-(z, \nu)$ são as potências ópticas *forward* e *backward* para a frequência ν em um intervalo $\Delta\nu$, e para uma coordenada z longitudinal da fibra. Elas correspondem as potências dos sinais próximos a $\lambda_s = 1.53 \mu\text{m}$ que propagam-se em direções opostas na fibra. O estado estável de evolução de $P_s^\pm(z, \nu)$ ao longo do comprimento da fibra segue as equações:

$$\frac{dP_s^\pm(z, \nu)}{dz} = \pm\{\gamma_e(z, \nu)[P_s^\pm(z, \nu) + P_0] - \gamma_a(z, \nu)P_s^\pm(z, \nu)\} \quad (106)$$

$$P_0 = 2h\nu_s\Delta\nu \quad (107)$$

com $\gamma_e(z, \nu)$ e $\gamma_a(z, \nu)$ sendo os coeficientes de emissão e absorção espectral respectivamente, que são proporcionais as seções transversais de emissão e absorção mostrados na Figura 47. A quantidade calculada pela equação (107) é a potência de 2 fótons por unidade de frequência em largura de banda $\Delta\nu$, e corresponde a emissão espontânea nos dois modos de polarização da fibra [21].

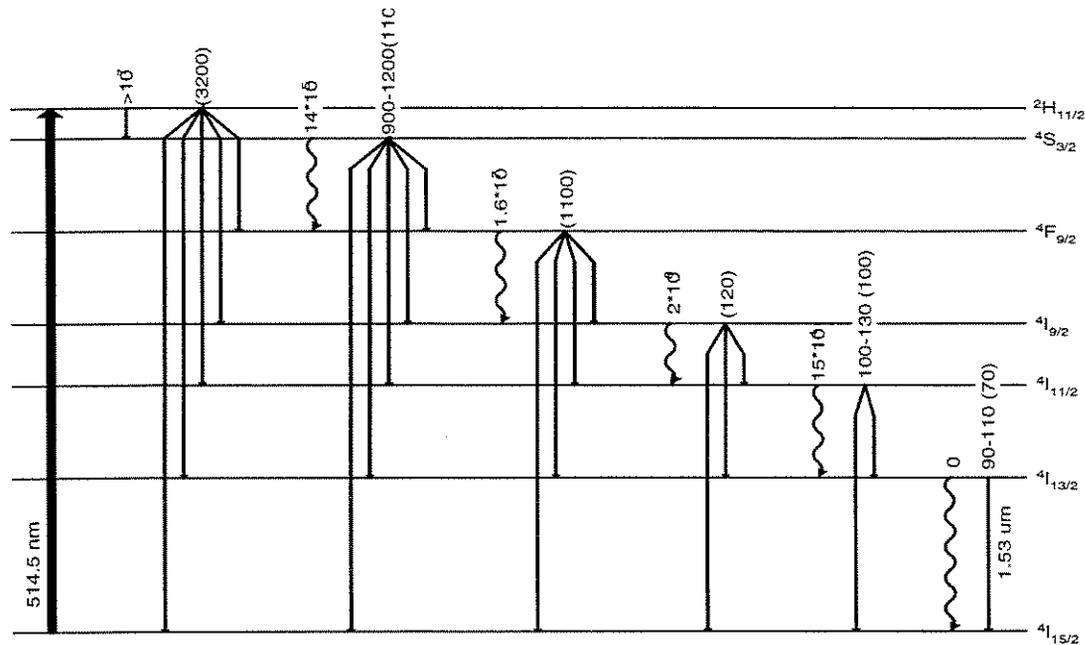


Figura 46 – Níveis de energia do vidro dopado com Er^{3+} mostrando as transições para o bombeamento em $\lambda = 514.5 \text{ nm}$ e para o sinal de $\lambda = 1.53 \mu\text{m}$. As faixas das taxas de decaimento radioativo e não radioativo (em s^{-1}) para uma variedade de vidros hospedeiros também são mostrados.

A evolução da potência de bombeamento, $P_p(z)$, em relação à coordenada z da fibra segue a equação:

$$\frac{dP_p(z)}{dz} = -\gamma_p(z)P_p(z) \quad (108)$$

onde $\gamma_p(z)$ é o coeficiente de absorção do bombeamento, o qual inclui os efeitos da absorção dos estados excitado e não excitado.

As expressões para os coeficientes de emissão e absorção que aparecem nas equações (106) e (108), são obtidos considerando um sistema de um laser básico de três níveis em relação as populações N_1 , N_2 e N_3 e um nível superior em relação ao ESA com população N_4 . A partir das equações de taxa que governam as populações e fazendo-se algumas simplificações^[2], chega-se a:

$$\frac{dP_p(z)}{dz} = -\gamma_p(z)P_p(z) \quad (109)$$

$$\gamma_e(z, \nu) = \rho\sigma_e(\nu)\Gamma_s \frac{1 + V_{12}(\nu)}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\nu)} \quad (110)$$

$$\gamma_p(z) = \rho\sigma_p\Gamma_p \frac{1 + V_{21}(\nu) + \delta[U + V_{12}(\nu)]}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\nu)} \quad (111)$$

$$\gamma_a(z, \nu) = \rho\sigma_a(\nu)\Gamma_s \frac{1 + V_{21}(\nu)}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\nu)} \quad (112)$$

onde $\sigma_a(\nu)$ e $\sigma_e(\nu)$ são as seções transversais de absorção e emissão do sinal para a frequência ν , σ_p é a seção transversal de absorção do bombeamento, σ_{esa} é a seção transversal de absorção do bombeamento do estado excitado com $\delta = \sigma_{esa}/\sigma_p$, e $U = P_p(z) / P_p^{th}$, $V_{12,21} = [P_s^+(z) + P_s^-(z)] / 2P_{12,21}^{sat}$ com $P_p^{th} = I_p^{th}\pi a_p^2$ e $P_{12,21}^{sat} = I_{12,21}^{sat}\pi a_s^2$.

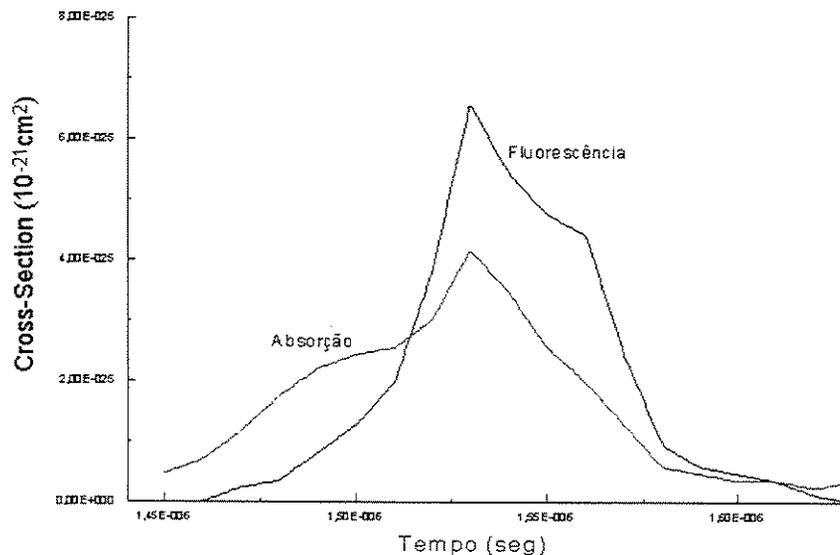


Figura 47 – Espectro das seções transversais de emissão e absorção de um EDFA^[9].

Os espectros das seções transversais da fluorescência e absorção, conforme Figura 47, também foram utilizados nos cálculos. Os coeficientes γ_p , γ_a e γ_e nas equações (106) e (108) contêm a potência total do sinal, $P_s^+(z,v) + P_s^-(z,v)$, com um termo de saturação. Estas duas condições de fronteira foram solucionadas pela integração das equações (106) e (108) iterativamente usando as soluções das potências de saída $P_s^\pm(z,v)$ como condições de entrada para a próxima interação, até que a convergência das soluções seja estabelecida.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados na Tabela 40.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>AE_Spectrum</i>		Matriz 3x19
<i>ASE</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	500 GHz (<i>Off</i>)
<i>Bandwidth</i>	GHz, nm ou <i>%Sample_Rate</i>	0.75 <i>%Sample_Rate</i>
<i>Delta</i>		0.5
<i>Delta_Z</i>		128
<i>Gain</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	30 dB (<i>Off</i>)
<i>Gamma_Pump</i>		0.37
<i>Gamma_Signal</i>		0.42
<i>L</i>		1.0
<i>NPoints</i>		256
<i>Number_of_Iterations</i>		2
<i>Output</i>	<i>ASE, Pump</i> ou <i>Signal</i>	<i>Signal</i>
<i>Ppth</i>	dBm ou mW	8.5 dBm
<i>Ppump</i>	dBm ou mW	20 dBm
<i>Psat</i>	dBm	0 dBm
<i>Ro</i>		$1e25m^{-3}$
<i>Seed</i>		100
<i>SigmaP</i>		$1e-25m^2$
<i>Show_Message</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	<i>On</i>
<i>Wavelength_Flat_Gain</i>	<i>On</i> ou <i>Off</i>	1550 nm (<i>Off</i>)

Tabela 40 - Parâmetros locais do EDFA.

1. ***AE_Spectrum***: espectro com as seções transversais de emissão e absorção conforme apresentado na Figura 47;
2. ***ASE***: banda de ASE desejada para a simulação do amplificador. Quando no modo *Off* a banda utilizada para o ASE é a banda de simulação;

3. **Bandwidth:** largura de banda de cada canal, quando é feita a discretização do sinal. Ver Capítulo 3.
4. **Delta:** coeficiente de absorção do estado excitado. Somente será utilizado se o parâmetro *Gain* estiver no modo *Off*;
5. **Delta_Z:** discretização ao longo da fibra;
6. **Gain:** ganho desejado para o amplificador, normalizado para o comprimento de onda de 1537.5 nm;
7. **Gamma_Pump:** fator de *overlap* do sinal de bombeio;
8. **Gamma_Signal:** fator de *overlap* do sinal;
9. **L:** comprimento da fibra do EDFA;
10. **NPoints:** número de pontos utilizados para o espectro no algoritmo do EDFA, ver Capítulo 3;
11. **Number_of_Iterations:** número de iterações do algoritmo do EDFA, ver Capítulo 3;
12. **Output:** tipos de dados na saída do EDFA. Pode ser o sinal de bombeamento, o sinal amplificado ou o ASE gerado pelo amplificador;
13. **Ppth:** limiar da potência do sinal de bombeamento;
14. **Ppump:** potência do sinal de bombeamento;
15. **Psat:** potência de saturação do amplificador;
16. **Ro:** concentração de érbio;
17. **Seed:** semente inicial para geração de seqüência aleatória, ver Capítulo 3;
18. **SigmaP:** seção transversal de absorção do sinal de bombeamento;
19. **Wavelength_Flat_Gain:** quando no estado *ON* utilizará o ganho da frequência de referência como ganho para todas as frequências. Este parâmetro difere do modelo anterior, onde o ganho *flat* era dado pela equação **Erro! A origem da referência não foi encontrada.** Aqui, o mesmo valor do ganho calculado para a frequência de referência fornecida por este parâmetro será utilizado para todas as frequências;
20. **Show_Messages:** ativa (*ON*) ou desativa (*OFF*) a impressão das mensagens geradas pelo modelo na janela de simulação, conforme **Erro! A origem da referência não foi encontrada.** As mensagens são: frequência dos canais recebidos, número de pontos que será utilizado para conversão dos vetores (*Bandwidth*), valor da potência média do sinal

recebido, valor da potência do sinal após discretização e número de iterações do algoritmo do EDFA.

A Figura 48 mostra os sinais de entrada e saída de um EDFA.

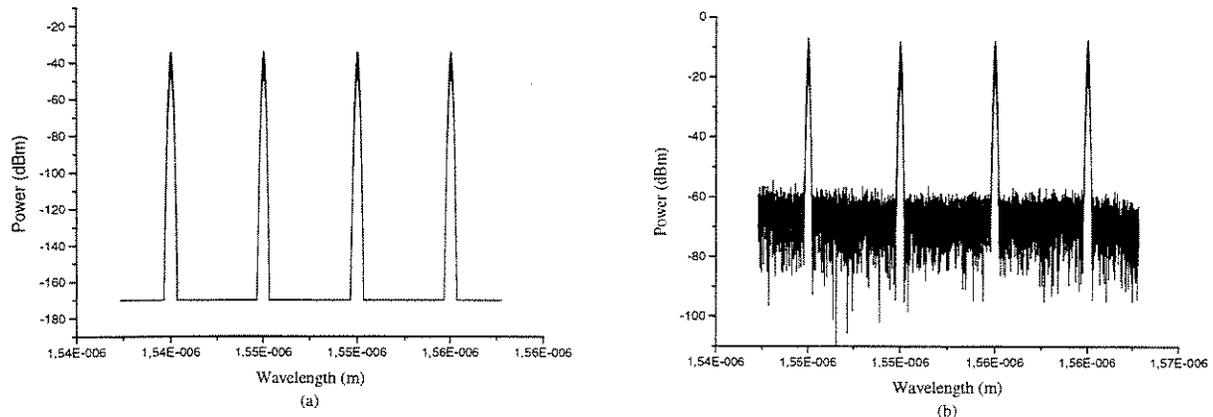


Figura 48 –sinais de entrada e saída do EDFA. (a)entrada. (b) saída.

Os gráficos da Figura 48 foram obtidos utilizando o mesmo sistema apresentado na Figura 45, sendo que o acoplador estava operando no modo ideal, e o parâmetro do sistema *Sample_Rate* foi de 1024.

A.9 - Fotodetectores

O fotodetector é o principal componente de um receptor e é responsável por converter o sinal óptico em elétrico através do efeito fotoelétrico. Deve ter como características uma alta sensibilidade, resposta rápida (banda de operação larga), baixo ruído, baixo custo e alta confiabilidade.

O mecanismo fundamental no processo da fotodetecção é a absorção óptica. Considere um material semiconductor. Uma junção semicondutora PN é polarizada reversamente produzindo uma região depletada, isto é, sem cargas livres. Se a energia de fótons incidente $h\nu$ é maior do que a diferença de energia entre as bandas de condução e valência, um par elétron-lacuna é gerado cada vez que um fóton é absorvido pelo semiconductor. A potência óptica vai sendo absorvida e convertida em corrente. A corrente é diretamente proporcional à potência óptica incidente (P_{in}) e é dada por^[3]:

$$I_p = RP_{in} \quad (113)$$

onde R é a responsividade do fotodetector em A/W, que nada mais é do que a proporção de potência óptica convertida em corrente elétrica, e pode ser expressa através da eficiência quântica η que é definida por:

$$\eta = \frac{\text{taxa de geração de elétrons}}{\text{taxa de fótons incidente}} = \frac{I_p / q}{P_{in} / h\nu} = \frac{h\nu}{q} R = \frac{hcR}{q\lambda} \quad (114)$$

A responsividade de um fotodetector aumenta com o aumento do comprimento de onda, já que mais fótons estão presentes para a mesma potência óptica. A dependência entre η e λ surge através do coeficiente de absorção α . Assim, se as faces do bloco semiconductor possuem uma camada anti-reflexão, a potência transmitida através do semiconductor de largura L será dada por:

$$P_{tr} = e^{(-\alpha L)} P_{in} \quad (115)$$

deste modo, a potência absorvida será dada pela potência de entrada menos a potência transmitida:

$$P_{abs} = [1 - e^{(-\alpha L)}] P_{in} \quad (116)$$

A eficiência η será dada pela razão entre a potência absorvida e a potência de entrada:

$$\eta = 1 - e^{(-\alpha L)} \quad (117)$$

Assim, para $\alpha = 0$, teremos uma eficiência 0, e para $\alpha W \gg 1$, η se aproximará do valor 1. As relações acima são válidas para comprimentos de onda inferiores ao comprimento de onda de corte, que é o comprimento onde é necessária a menor energia para transportar o elétron da banda de condução para a banda de valência.

A largura de banda de operação de um fotodetector é determinada pela velocidade que ele responde à variações da potência óptica incidente e é dada por:

$$\Delta f = [2\pi(\tau_{tr} + \tau_{RC})]^{-1} \quad (118)$$

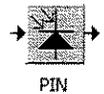
onde, τ_{tr} é o tempo de trânsito e τ_{RC} é a constante de tempo do circuito equivalente RC. O tempo de trânsito é dado da seguinte forma: quando um fóton é absorvido, eleva um elétron para a banda de condução e deixa uma lacuna na banda de valência. Como existe uma polarização reversa, o elétron e a lacuna são acelerados em direções contrárias até os terminais elétricos, produzindo a corrente. A aceleração só ocorre na região depletada o que gera um alargamento da resposta temporal do dispositivo. Desta forma, o valor de τ_{tr} é adicionado à τ_{RC} porque leva algum tempo antes das portadoras serem coletadas após sua geração através da absorção de fótons. Este valor pode ser reduzido caso seja reduzido o valor de L , mas não pode ser esquecido que η é dependente de L .

Muitas vezes o limitante para Δf é o valor da constante τ_{RC} por causa dos parasitas elétricos. Outro parâmetro importante em um fotodetector é a corrente negra, I_d , que é gerada na ausência de qualquer sinal óptico.

Os dois modelos de fotodetectores são o fotodiodo PIN e o fotodiodo de multiplicação por avalanche, APD (*Avalanche-PhotoDiodes*). Na Tabela 41 é apresentado uma comparação entre os dois fotodiodos.

PIN	APD
De fácil uso	Uso mais difícil
Baixo custo	Alto custo
Baixa sensibilidade	Alta sensibilidade
Melhor em baixas taxas	Melhor em altas taxas
Fonte comum	Fonte de alta tensão

Tabela 41 – Comparação entre fotodiodos.



A.9.1 - PIN

Como a taxa de transmissão em sistema ópticos é elevada, faz-se necessário que os fotodiodos apresentem uma resposta rápida. Para diminuir o tempo de resposta é interessante que não ocorra absorção de fótons fora da região depleta, onde não ocorre a aceleração. Assim surgiu o fotodiodo PIN, que nada mais é do que um fotodiodo PN adicionado de uma camada semicondutora não dopada, ou levemente dopada, aumentando a largura da região de depleção, que pode ser controlada pela espessura da camada inserida^[3], diminuindo o tempo de resposta. Tem que se levar em conta que quanto menor for a região depleta, menor será o tempo que o elétron leva para atingir os terminais do dispositivos, mas menor também será a eficiência de conversão.

A corrente de saída do fotodiodo é dada por:

$$I_{out} = I_s + I_{th} + I_{sh} + I_d \quad (119)$$

onde, I_s é dada por:

$$I_s = RP_{in} \quad (120)$$

I_{th} por:

$$I_{th} = Thermal_Noise * \sqrt{Banda} \quad (121)$$

I_{sh} por:

$$I_{sh} = \sqrt{2q(I_s + I_d)Banda} \quad (122)$$

sendo que I_d é a corrente negra.

Os parâmetros locais do modelo são apresentados na Tabela 42.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Add_Shot_Noise</i>	<i>Yes</i> ou <i>No</i>	<i>Yes</i>
<i>Dark_Current</i>	NA	10.0 nA
<i>Responsivity</i>	A/W	0.6 A/W
<i>Seed</i>		100
<i>Thermal_Noise</i>	pA/(Hz) ^{1/2}	3

Tabela 42 - Parâmetros locais do fotodiodo PIN.

1. ***Add_Shot_Noise***: adiciona ou não a corrente I_{sh} na corrente de saída;
2. ***Dark_Current***: valor da corrente I_d ;
3. ***Responsivity***: valor da responsividade, R , do fotodiodo;
4. ***Seed***: valor utilizado como semente para geração do ruído aleatório;
5. ***Thermal_Noise***: ruído térmico do fotodiodo, utilizado para calcular I_{th} .

Na Figura 49 pode-se visualizar os sinais de entrada e saída do fotodiodo PIN.

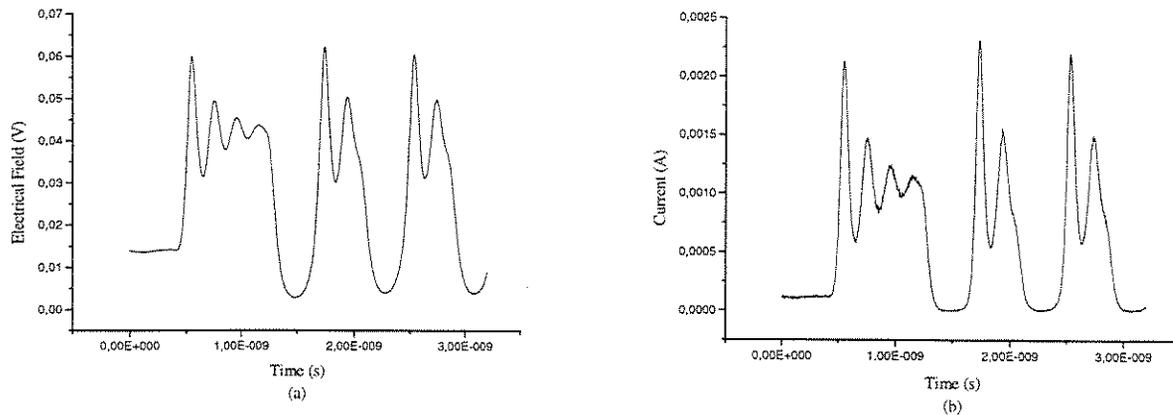


Figura 49 – sinais de entrada e saída do fotodetector PIN. (a) entrada. (b) saída.

Os gráficos apresentados na Figura 49 foram obtidos utilizando-se o sistema apresentada na Figura 50.

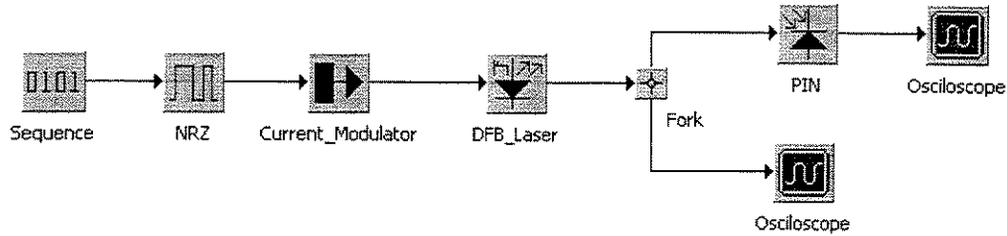
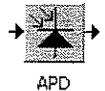


Figura 50 – sistema utilizado para gerar os gráficos da Figura 49.

A.9.2 - APD



Todos os detectores necessitam uma corrente mínima para serem confiáveis. Detectores com uma alta responsividade, R , necessitam de uma potência óptica menor. A responsividade de fotodiodos PIN é limitada pela equação (114), e atinge seu valor máximo quando $\eta=1$. Os fotodiodos APD são uma alternativa a esta limitação já que possuem uma responsividade elevada, devido à ocorrência do fenômeno físico conhecido como ionização por impacto^{[3][22]}. Sob certas condições, um elétron acelerado pode adquirir energia suficiente para gerar um novo par elétron-lacuna. O resultado da ionização por impacto é que um único elétron primário, gerado através da absorção de um fóton, gera muitos elétrons e lacunas secundários, fazendo com que esse processo ocorra como uma avalanche, e irão contribuindo para a corrente do fotodiodo.

Os parâmetros que governam a taxa de geração são os coeficientes de ionização por impacto associado a elétrons e lacunas. seus valores dependem do material semiconductor utilizado e do campo elétrico que acelera elétrons e lacunas. A responsividade é dada por:

$$R = M \frac{\eta q}{h\nu} \quad (123)$$

onde M é o fator de multiplicação e é dado por:

$$M = \frac{1-k}{e^{[-(1-k)\alpha_e d]} - k} \quad (124)$$

onde k é dado por:

$$k = \frac{\alpha_e}{\alpha_l} \quad (125)$$

sendo α_e e α_l os coeficientes de ionização para elétrons e lacunas. O fator k é determinante para a operação do fotodiodo. O pior caso é obtido quando $k=1$, quando os portadores tem a mesma taxa de

ionização, já que M torna-se 0, bem como a responsividade também. O melhor caso ocorre quando $k=0$.

A corrente de saída do fotodiodo é dada por:

$$I_{out} = I_s + I_{th} + I_{sh} + I_d \quad (126)$$

onde, I_s é dada por:

$$I_s = RMP_{in} \quad (127)$$

I_{th} por:

$$I_{th} = Thermal_Noise * \sqrt{Banda} \quad (128)$$

I_{sh} por:

$$I_{sh} = M \sqrt{2q * F(M) * (I_s + I_d) Banda} \quad (129)$$

onde $F(M)$ é dado por:

$$F(M) = kM + (1-k) \left(2 - \frac{1}{G}\right) \quad (130)$$

Os parâmetros locais do modelo são apresentados na Tabela 43.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Add_Shot_Noise</i>	Yes ou No	Yes
<i>Dark_Current</i>	nA	10.0 nA
<i>Gain</i>		20
<i>Ionization_Coefficient</i>		1
<i>Responsivity</i>	A/W	0.6 A/W
<i>Seed</i>		100
<i>Thermal_Noise</i>	pA/(Hz) ^{1/2}	3

Tabela 43 - Parâmetros locais do fotodiodo APD.

1. **Add_Shot_Noise:** adiciona ou não a corrente I_{sh} na corrente de saída;
2. **Dark_Current:** valor da corrente I_d ;
3. **Gain:** valor do parâmetro M ;
4. **Ionization_Coefficient:** razão entre os coeficientes de ionização, parâmetro k ;
5. **Responsivity:** valor da responsividade, R , do fotodiodo;
6. **Seed:** valor utilizado como semente para geração do ruído aleatório;
7. **Thermal_Noise:** ruído térmico do fotodiodo, utilizado para calcular I_{th} .

Na Figura 51 pode-se visualizar os sinais de entrada e saída do fotodiodo PIN.

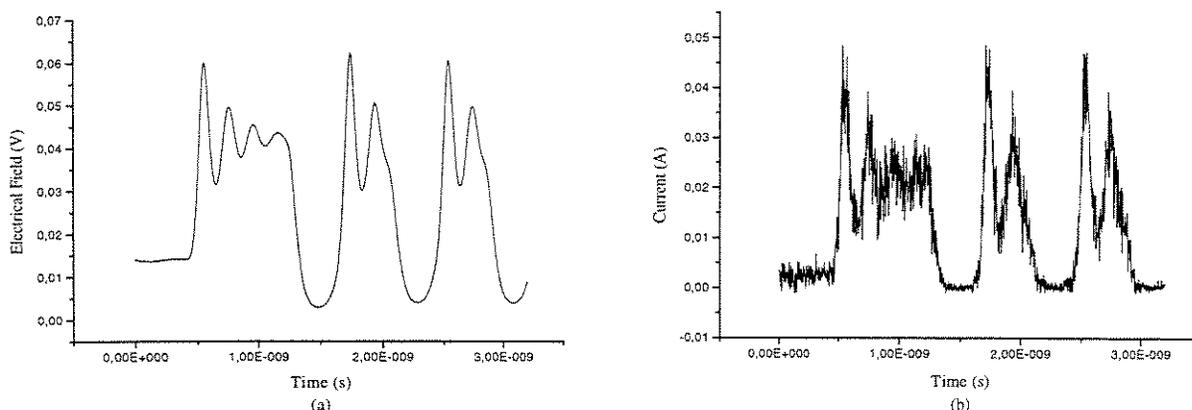


Figura 51 – sinais de entrada e saída do fotodetector APD. (a) entrada. (b) saída.

Estes resultados foram obtidos com o mesmo sistema apresentado na **Figura 50**, apenas trocando-se o fotodiodo.

A.10 - Biblioteca WDM

A biblioteca WDM é composta pelos modelos dos componentes mais comuns utilizados em redes WDM.

Os parâmetros locais e globais dos modelos WDM são os mesmos para todos os modelos e podem ser visualizados na Tabela 44.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Bandwidth</i>	<i>nm, GHz ou %Bit_Rate</i>	200%
<i>Channel_Spacing</i>	nm ou GHz	50 GHz
<i>Depth</i>	dB	30 dB
<i>Frequency</i>	nm, GHz ou WDM_Channel	0,1 WDM_Channel
<i>Loss</i>	dB	0.0
<i>Reference_Frequency</i>	nm ou GHz	193100 GHz
<i>Slope</i>		0.5

Tabela 44 - Parâmetros locais e globais dos modelos WDM.

1. ***Bandwidth***: parâmetro do filtro conforme seção A.5 - Filtros;
2. ***Channel_Spacing***: parâmetro global conforme seção A.2 - Geradores de Pulso;
3. ***Depth***: parâmetro do filtro conforme seção A.5 - Filtros;
4. ***Frequency***: parâmetro do filtro conforme seção A.5 - Filtros;
5. ***Loss***: perdas ocasionadas pelo componente;

6. *Reference_Frequency*: parâmetro global conforme seção A.2 - Geradores de Pulso;
7. *Slope*: parâmetro do filtro conforme seção A.5 - Filtros.

A.10.1 - Multiplexadores (*Mux*)



Os multiplexadores são dispositivos responsáveis por agrupar em um sinal de saída, os vários sinais de entrada. Foram desenvolvidos três modelos de multiplexadores, que se diferenciam entre si apenas em relação ao número de portas de entrada, 2x1, 4x1 e 8x1. Na Figura 52 pode ser visualizado o esquema representativo do multiplexador 2x1.

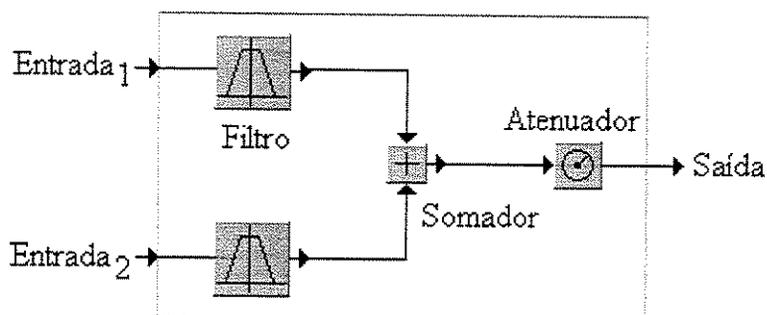
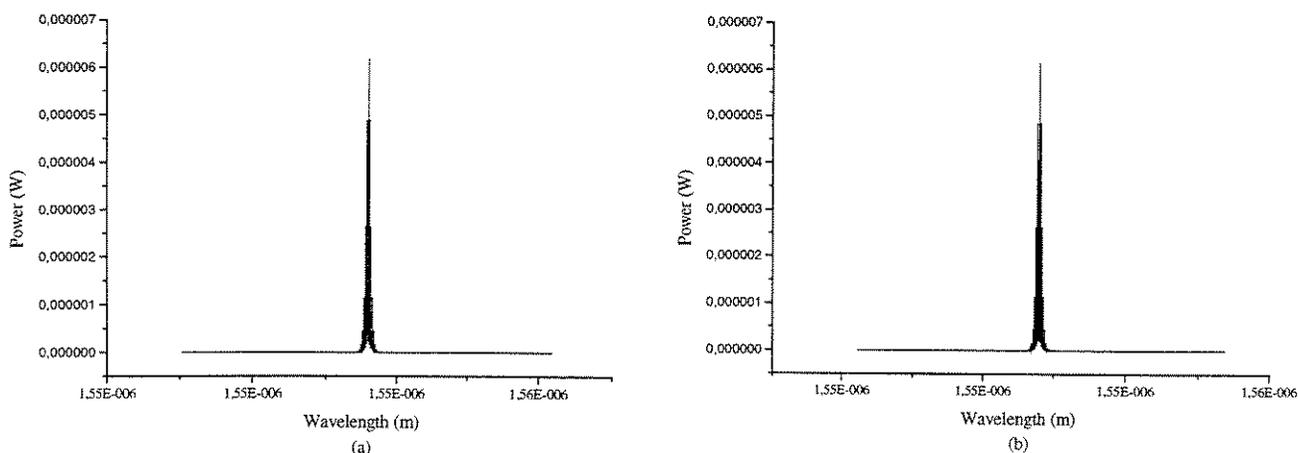


Figura 52 – esquema representativo do multiplexador 2x1.

Na Figura 53 tem-se os sinais de entrada e saída em um multiplexador 2x1.



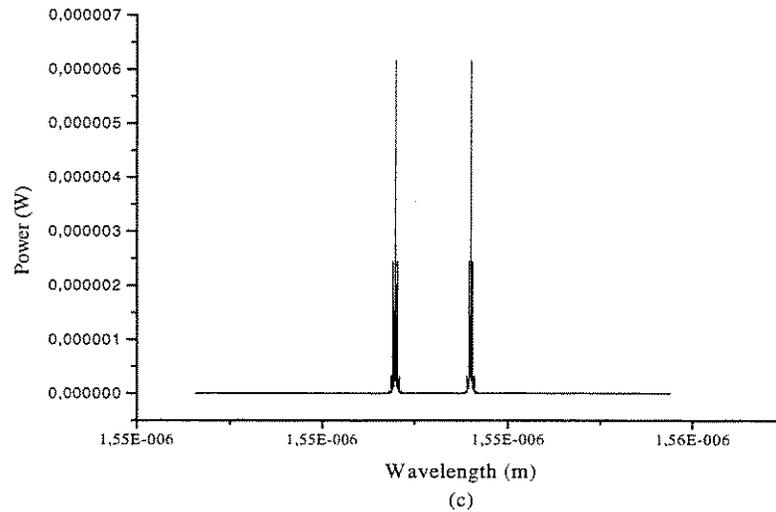
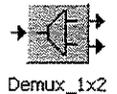


Figura 53 –sinais de entrada e saída do multiplexador 2x1. (a) e (b) entrada. (c) saída.

A.10.2 - Demultiplexadores (*Demux*)



Demux_1x2

Os demultiplexadores realizam a operação inversa dos multiplexadores, filtrando o sinal desejado e colocando em sua saída. Assim como para os multiplexadores, também existem três modelos de demultiplexadores diferenciados pelo número de portas de saída, 1x2, 1x4 e 1x8. Na Figura 54 pode ser visualizado o esquema representativo do demultiplexador 1x2.

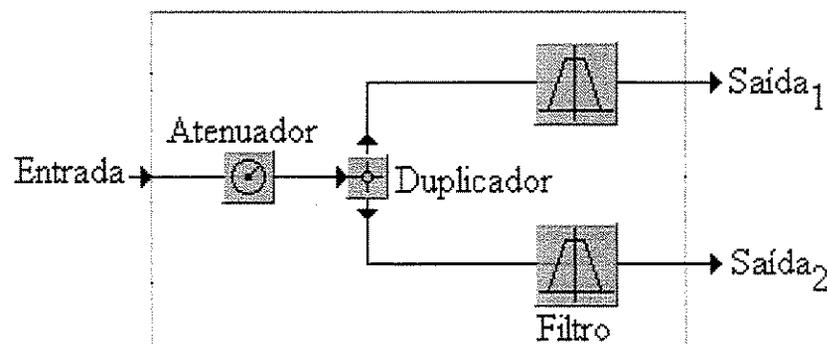


Figura 54 – esquema representativo do demultiplexador 1x2.

Na Figura 55 tem-se os sinais de entrada e saída em um multiplexador 2x1.

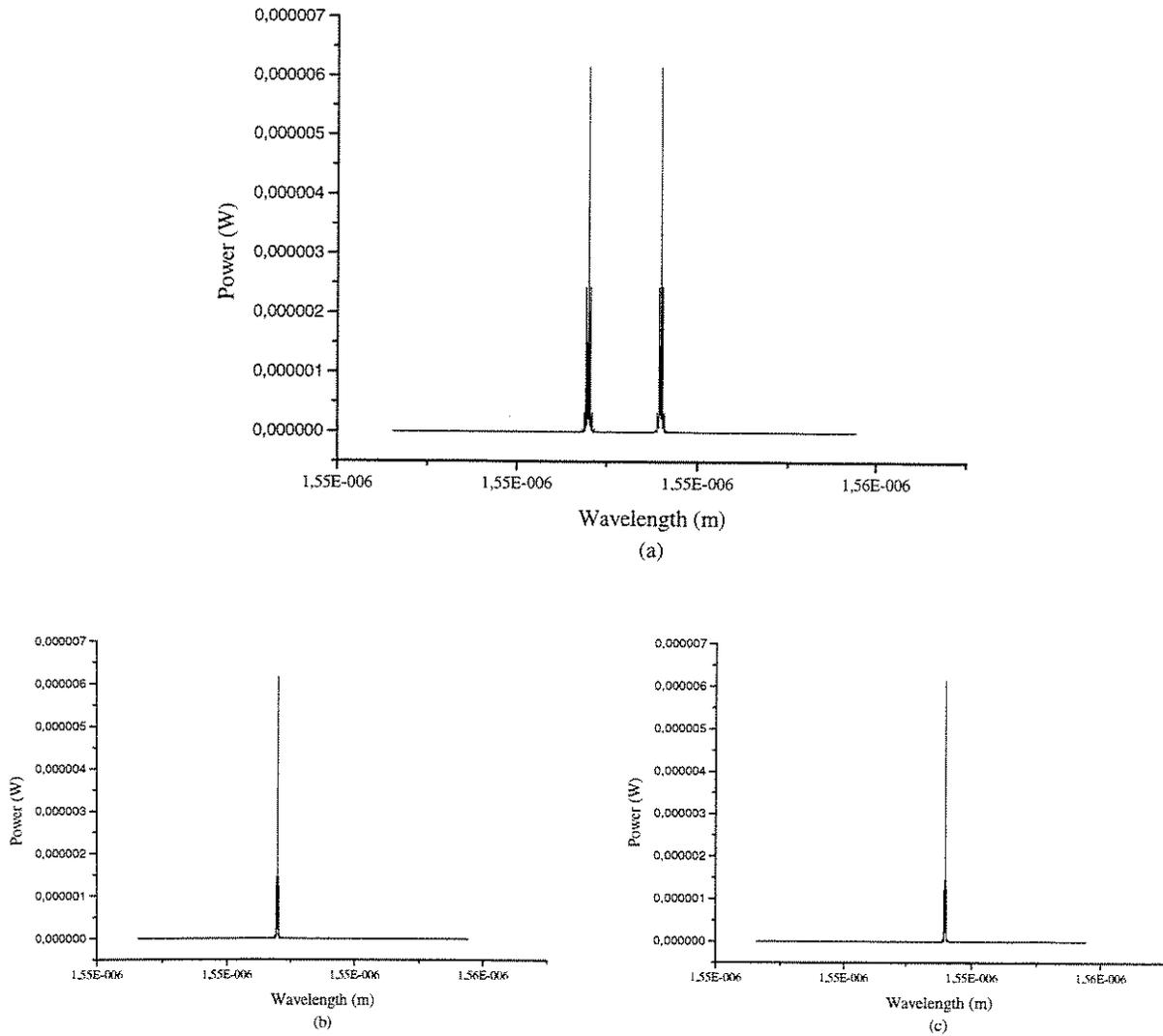
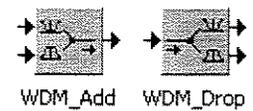


Figura 55 – sinais de entrada e saída do demultiplexador 1x2. (a) entrada.(b) e (c) saídas.

A.10.3 - WDM Add e Drop



WDM Add

Adiciona um canal no sinal recebido. Possui duas entradas, a primeira para o sinal do sistema, que passa por um filtro trapezoidal rejeita banda e a segunda para o sinal que será adicionado, que passa por um filtro trapezoidal passa banda. O sinal que será adicionado estará na mesma frequência do sinal filtrado na entrada 1. Vale lembrar que não é necessário que exista um

canal na frequência do sinal que será adicionado. Na Figura 56 pode ser visualizado o esquema representativo do WDM Add.

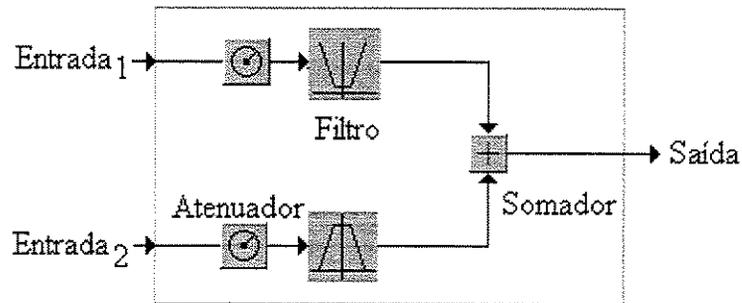


Figura 56 – esquema representativo do WDM Add.

Na Figura 57 tem-se os sinais de entrada e saída em um WDM Add.

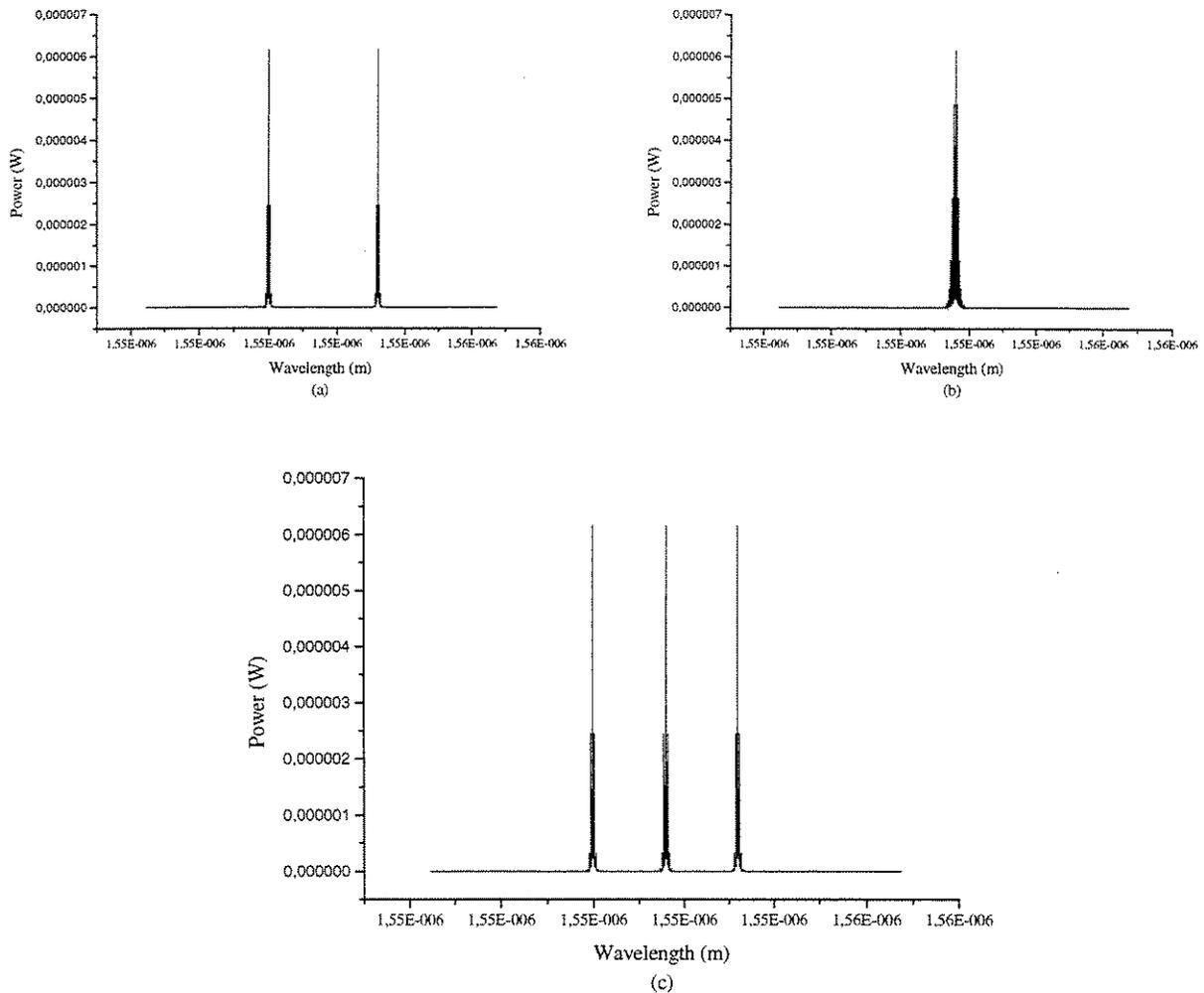


Figura 57 –sinais de entrada e saída do WDM Add. (a) entrada 1.(b) entrada 2. (c) saída.

WDM Drop

Faz a operação inversa do *Add*. Possui uma entrada e duas saídas. Na saída 1 o sinal passa por um filtro rejeita banda, sendo que em sua saída tem-se o sinal com o canal retirado. Na saída 2, o mesmo sinal de entrada passa por um filtro trapezoidal passa banda, e na saída tem-se somente o canal filtrado. Na Figura 58 pode ser visualizado o esquema representativo do *WDM Drop*.

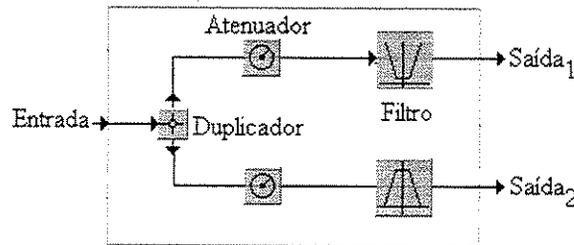


Figura 58 – esquema representativo do *WDM Drop*.

Na Figura 59 tem-se os sinais de entrada e saída do *WDM Drop*.

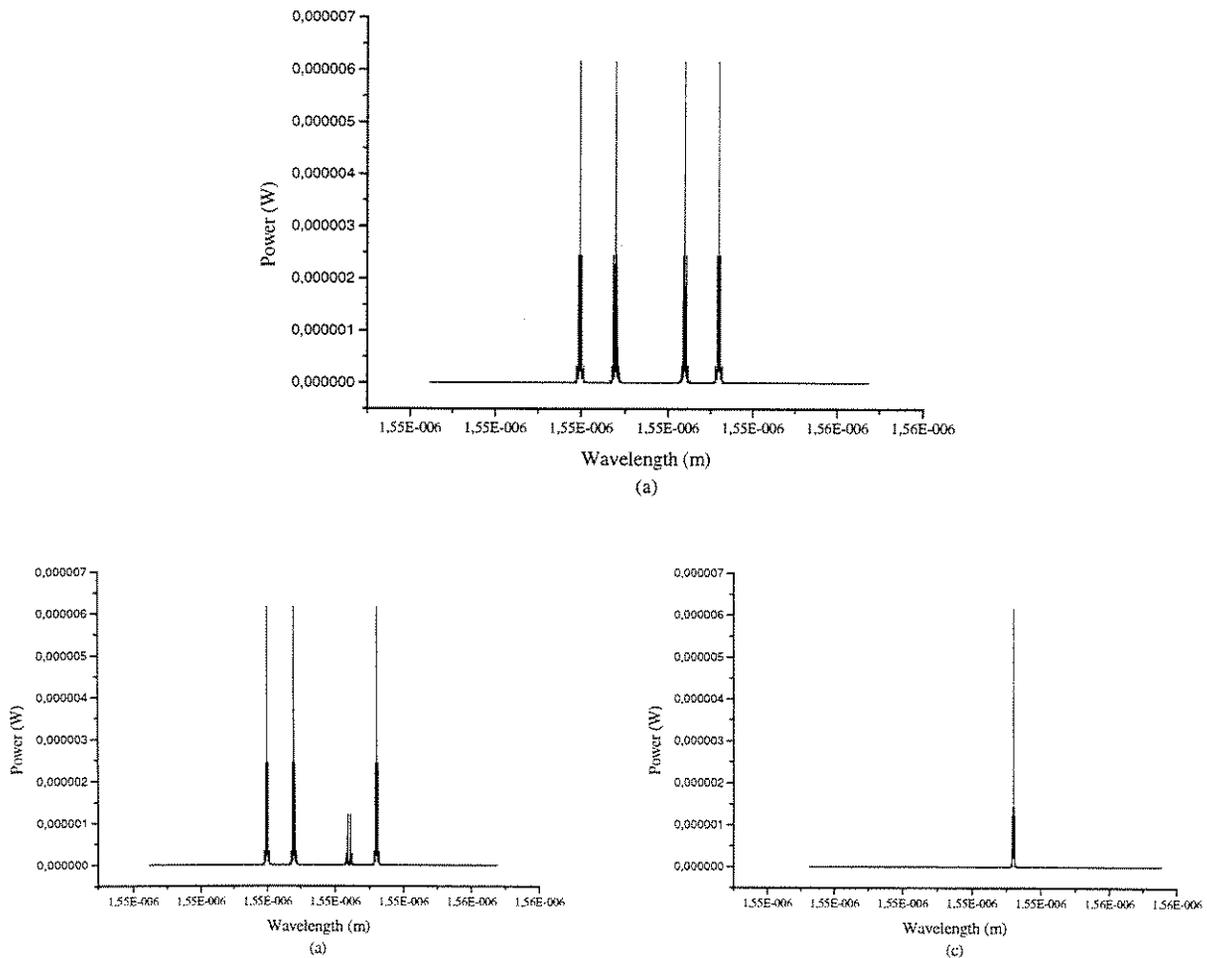


Figura 59 –sinais de entrada e saída do *WDM Drop*. (a) entrada.(b) saída 1 (c) saída 2.

A.11 - Ferramentas e Modelos de Auxílio

Estes modelos foram desenvolvidos com o objetivo de tornar mais fácil e amigável ao usuário a utilização do programa SimNT.



Attenuator

A.11.1 - Atenuador (*Attenuator*)

Insera uma atenuação no sinal recebido em sua entrada. Seu único parâmetro é o valor da atenuação desejada em dB ou linear. Caso seja linear, o valor fornecido para o parâmetro *Attenuation* será multiplicado pelo sinal de entrada. Assim, valores superiores à 1 resultarão em um ganho e valores entre 0 e 1 em uma atenuação. Na Figura 60 temos o sinal de entrada e saída em um atenuador. O valor de atenuação foi de 10 dB.

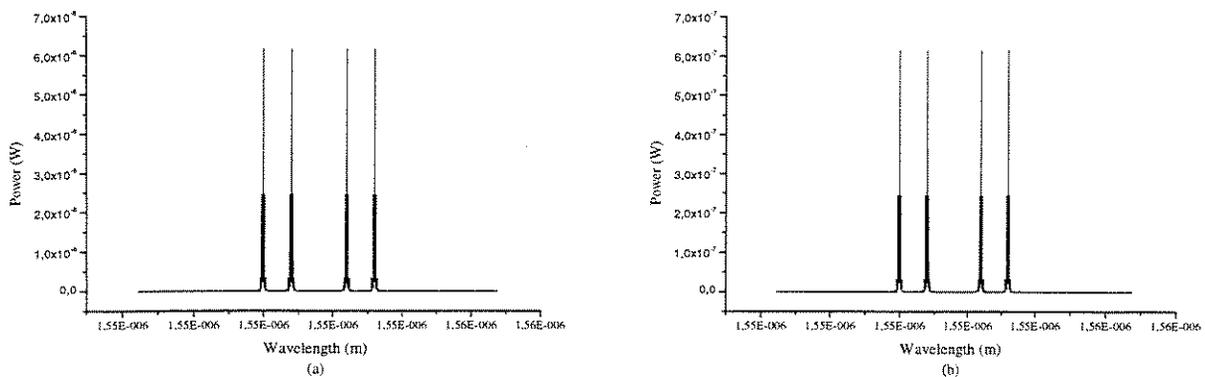


Figura 60 –sinais de entrada e saída do atenuador. (a) entrada.(b) saída.



Discard

A.11.2 - Descarte de Dados (*Discard*)

Este dispositivo é utilizado para “jogar fora” dados que não serão aproveitados, evitando a ocupação de memória pelo simulador.



Delay

A.11.3 - Atraso (*Delay*)

Insera um atraso no sinal recebido. Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 45.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Delay</i>	s, ns ou <i>Number_of_Samples</i>	0
<i>Delay_Mode</i>	<i>Periodic</i> ou <i>Truncated</i>	<i>Periodic</i>

Tabela 45 - Parâmetros locais do modelo.

1. ***Delay***: atraso desejado para o sinal recebido;
2. ***Delay_Mode***: modo de operação do modelo, periódico ou truncado. No modo truncado, uma seqüência de zeros é colocada no início do sinal de saída até dar o atraso desejado. Para o modo periódico, no lugar de zeros coloca-se a parte do sinal que no modo truncado tinha sido descartada, isto é, o que seria a parte final do sinal sem atraso, torna-se a parte inicial do sinal com atraso.

Na Figura 61, podem ser visualizados os sinais de entrada (a e c) e saída (b e d) após terem recebido um atraso de 0.6 ns no modo *Truncated* (b) e no modo *Periodic* (d).

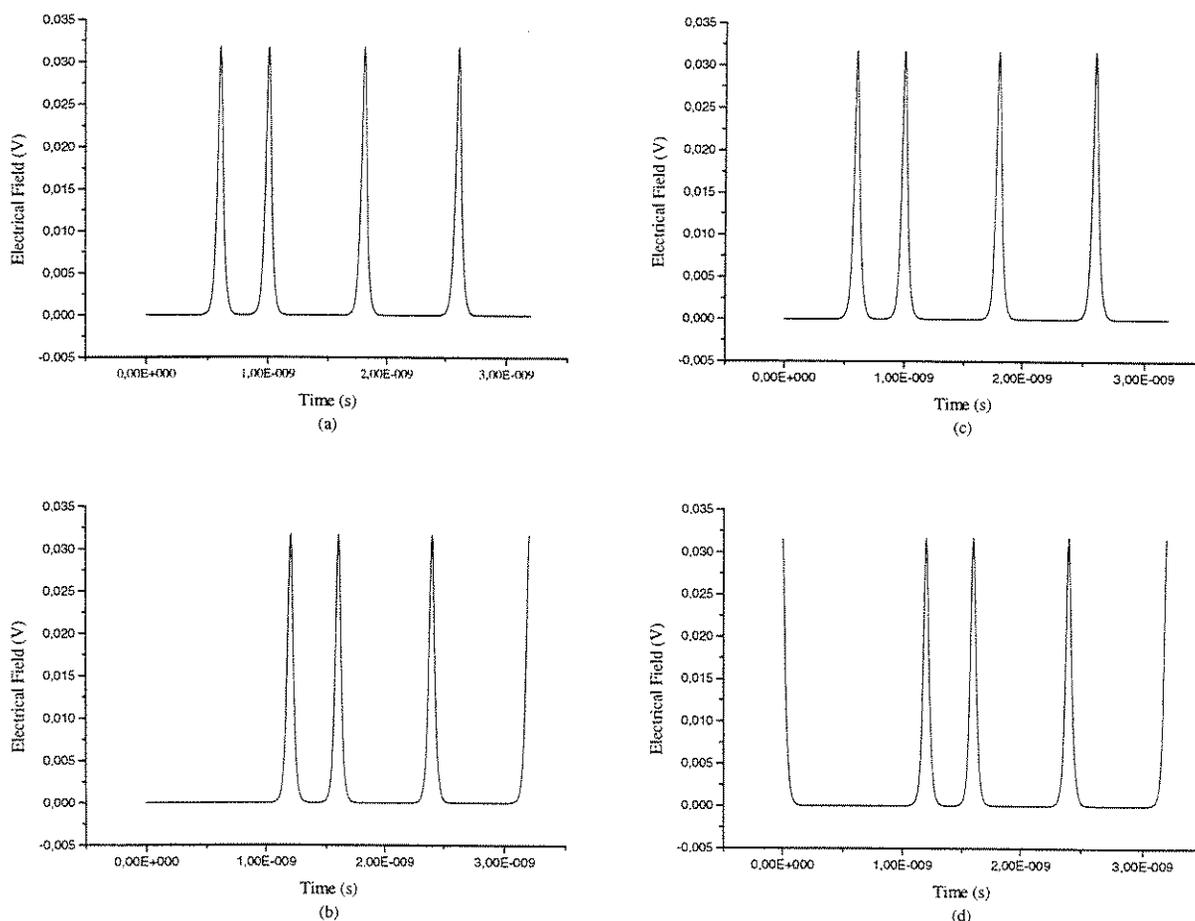
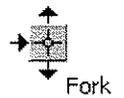


Figura 61 –sinais de entrada e saída. (a) e (c) entrada.(b) e (d) saída.



A.11.4 - Duplicador de Sinais (*Fork*)

Tem a função de colocar os dados recebidos na sua entrada, nas portas de saída. Existem dois modelos de duplicadores diferentes apenas no número de saídas, 1x2 e 1x3.



Frequency_Demodulator

A.11.5 - Conversor de Frequência (*Frequency_Converter*)

Opera como um conversor ideal de frequência. O parâmetro local do modelo pode ser visualizados na Tabela 46.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Frequency_Shift</i>	nm, GHz ou <i>Automatic</i>	<i>Automatic</i>

Tabela 46 - Parâmetros locais do modelo.

1. ***Frequency_Shift***: valor do deslocamento de frequência que será dado. Quando está no modo *Automatic*, a conversão é feita automaticamente para o canal com maior amplitude.

Na Figura 62, pode ser visualizado o sinal de entrada e o de saída após ter recebido um deslocamento de 50 GHz.

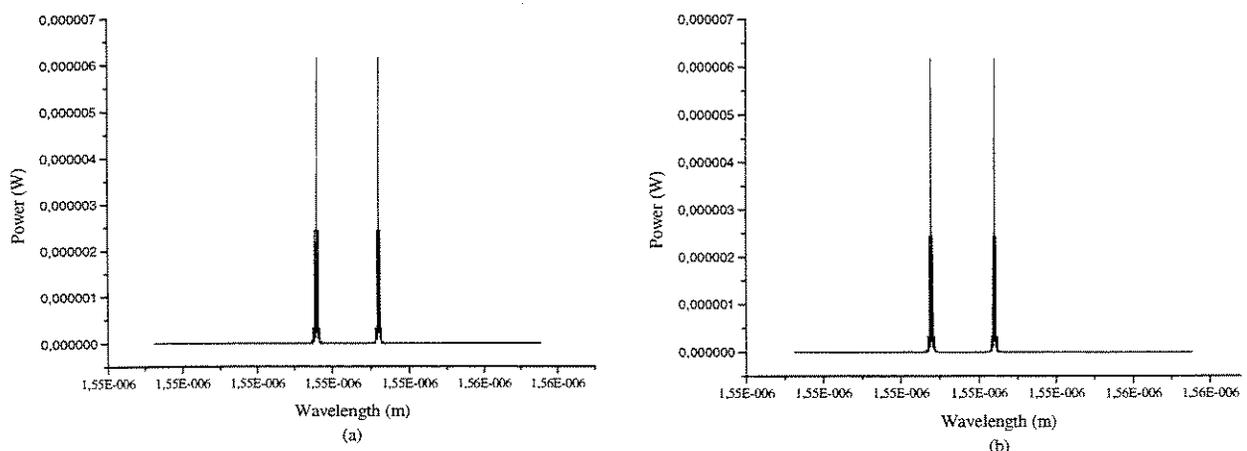
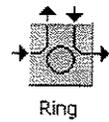


Figura 62 –sinais de entrada e saída. (a) entrada.(b) sinal de saída deslocado.



A.11.6 - Anel (Ring)

Utilizado para criar laços no sistema evitando a necessidade de se colocar várias vezes o mesmo bloco, conforme pode ser visto na Figura 63, onde o conjunto fibra+EDFA entra em um laço de 5 repetições. O único parâmetro disponível para o modelo é o número de iterações desejado, *Loop*.

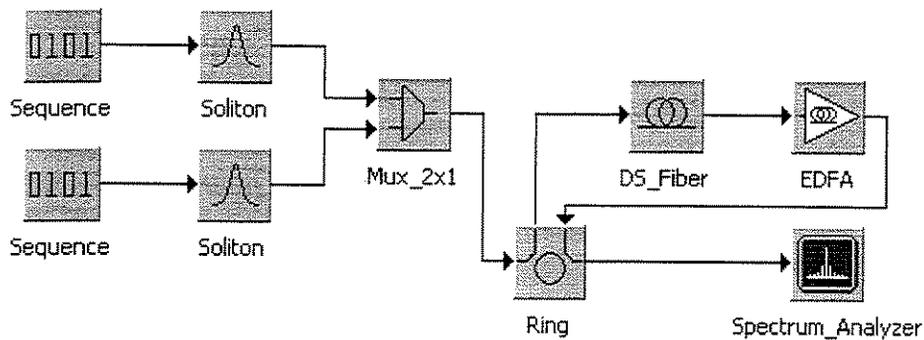
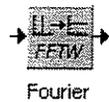
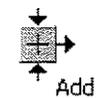


Figura 63 – sistema exemplificando o uso do modelo *Ring*.



A.11.7 - Transformada de Fourier (*Fourier*)

Realiza a transformada rápida de Fourier de um sinal com qualquer número de pontos. Seu único parâmetro, *Mode*, pode ser escolhido para fazer a transformada do domínio do tempo para o domínio da frequência, do domínio da frequência para o tempo ou pode operar no modo automático onde irá detectar o domínio do sinal recebido e fazer a conversão apropriada.



A.11.8 - Somador (Add)

Simplemente soma os sinais recebidos sem fazer qualquer conversão ou ajuste. Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 47.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Negative_0</i>	<i>Yes</i> ou <i>No</i>	<i>No</i>
<i>Negative_1</i>	<i>Yes</i> ou <i>No</i>	<i>No</i>

Tabela 47 - Parâmetros locais do modelo.

1. *Negative_0*: sinal dos dados recebidos na entrada 0. Se for *YES* o sinal será multiplicado por -1 ;
2. *Negative_1*: sinal dos dados recebidos na entrada 1. Se for *YES* o sinal será multiplicado por -1 .

Na **Figura 64**, pode ser visualizado o sinal de entrada e o de saída. A **Figura 65** mostra o sistema utilizado para gerar os gráficos.

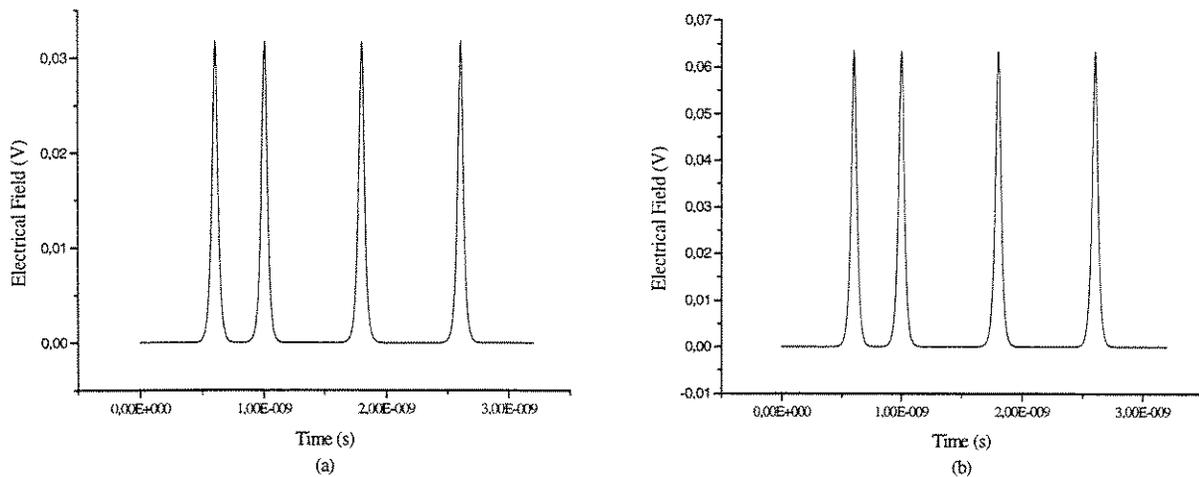


Figura 64 –sinais de entrada e saída. (a) entrada.(b) sinal de saída.

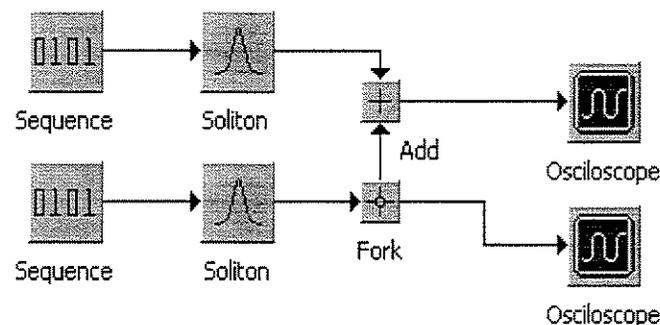
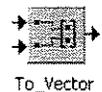


Figura 65 – sistema utilizado para gerar os gráficos da **Figura 64**.

A.11.9 - Unindo Vetores (*To_Vector*)

Utilizado para organizar em apenas um vetor os dados recebidos nas duas entradas. Assim, pode-se gerar um gráfico com dois sinais de saída. Deste modo, em vez de utilizar-se dois gráficos



como, na **Figura 61**, para representar os sinais de entrada (b) e saída (d) do componente *Delay*, pode-se utilizar este modelo e gerá-los no mesmo gráfico conforme **Figura 66**.

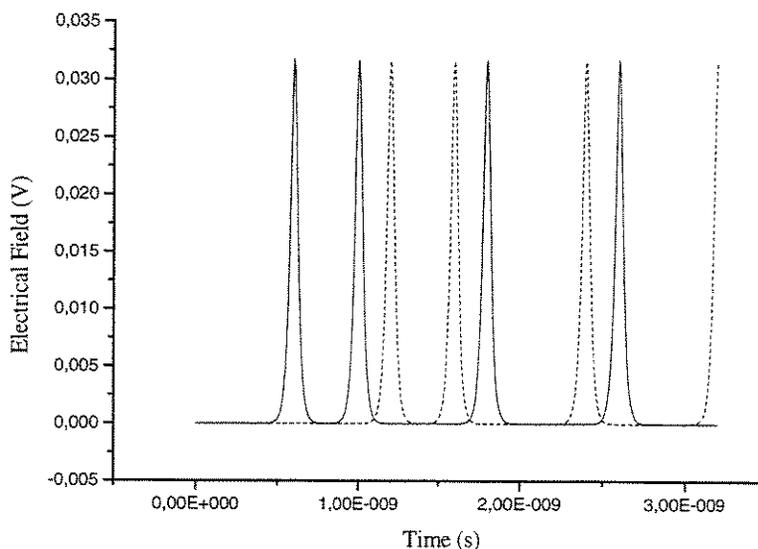
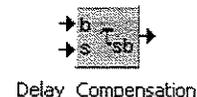


Figura 66 – sinais de entrada e saída (tracejado) do componente *Delay*.

A.11.10 - Compensador de Atrasos (*Delay_Compensation*)



Utilizado para compensar atrasos sofridos pelos sinais. O modelo compara o sinal atrasado com o sinal original sem atrasos e faz a compensação.

O parâmetro local do modelo pode ser visualizado na Tabela 48.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Compensation_Mode</i>	<i>Truncated, Periodic</i> ou <i>Off</i>	<i>Periodic</i>

Tabela 48 - Parâmetros locais do modelo.

1. **Compensation_Mode:** modo que será realizada a compensação do sinal;

A.11.11 - Adicionador de Ruído (*Noise_Channel*)



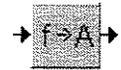
Este modelo é utilizado para inserir ruído no sinal do sistema com uma distribuição gaussiana.

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 49.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Power</i>	DBm ou mW	0
<i>Seed</i>		100

Tabela 49 - Parâmetros locais do *Noise_Channel*.

1. **Power:** potência de ruído que será adicionada ao sinal;
2. **Seed:** valor inicial utilizado como semente para a geração aleatória do ruído.

A.11.12 - Demodulador de Frequência (*Frequency_Demodulator*)

Frequency_Demodulator

O demodulador de frequência é uma ferramenta utilizada para realizar a demodulação em frequência, podendo-se quantificar o *chirp*, convertendo-o em amplitude. Seu sinal de resposta é dado pela derivada da fase pelo tempo. Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 50.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Maximum</i>		1
<i>Minimum</i>		0

Tabela 50 - Parâmetros locais do demodulador de frequência.

1. **Maximum:** valor máximo para a amplitude;
2. **Minimum:** valor mínimo para a amplitude.

A.11.13 - Demodulador de Fase (*Phase_Demodulator*)

Phase_Demodulator

Utilizado para fazer a demodulação em fase. Converte fase em amplitude. Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 51.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Maximum</i>		1
<i>Minimum</i>		0

Tabela 51 - Parâmetros locais do demodulador de fase.

1. **Maximum:** valor máximo para a amplitude;
2. **Minimum:** valor mínimo para a amplitude.

A.12 - Visualizadores

São ferramentas utilizadas para a visualização dos resultados gerados pelo simulador, ou para o auxiliar o desenvolvimento de novos modelos.

A.12.1 - BER (*Bit Error Rate* – Taxa de Erro de Bits)

Estes modelos são utilizados para determinar a taxa de erro de bits de um sistema. Um sinal óptico, é convertido em elétrico, filtrado e então comparado pelo modelo com o sinal originalmente transmitido, resultando na taxa de erro. Para a estimação da taxa de erro, três passos devem ser seguidos: inicialmente o sinal recebido no transmissor deve ser sincronizado com o sinal emitido pelo transmissor, para compensar qualquer atraso sofrido pelo sinal durante a transmissão. Esta compensação é realizada de forma semelhante a compensação realizada pelo modelo *Delay_Compensation*. Após a sincronização o vetor de dados recebido é separado em dois conjuntos, um com os bits 1, e outro com os bits 0. Para os dois conjuntos são calculados os valores médios e o desvio padrão. Calculados esses valores, pode-se determinar o valor do fator Q, dado por^[31]:

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (131)$$

onde μ é o valor médio, e σ o desvio padrão. O valor do parâmetro Q não é utilizado para estimar o valor do BER, baseado no valor do limiar de decisão.

O segundo passo é determinar o valor do limiar de decisão, D , conforme Tabela 52, representado pelo parâmetro *Threshold*. A escolha pode ser realizada de três modos: absoluto(*absolute*), relativo (*relative*) ou ótimo (*optimum*). No caso do modelo estar operando no modo absoluto, o valor fornecido pelo usuário será utilizado como parâmetro. No modo relativo, será utilizado uma porcentagem dos valores médios enquanto no modo ótimo, é calculado o valor que minimiza o BER, e é dado por:

$$\frac{1}{\sigma_0} e^{-\frac{(D-\mu_0)^2}{2\sigma_0^2}} = \frac{1}{\sigma_1} e^{-\frac{(D-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}} \quad (132)$$

O terceiro e último passo o BER é estimado utilizando-se uma aproximação gaussiana, dada por:

$$BER(D) = \frac{n_1}{n} BER_1(D) + \frac{n_0}{n} BER_0(D) \quad (133)$$

$$BER(D) = \frac{n_1}{2n} \operatorname{erfc}\left(\frac{|\mu_1 - D|}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) + \frac{n_0}{2n} \operatorname{erfc}\left(\frac{|\mu_0 - D|}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) \quad (134)$$

sendo que n_0 e n_1 é o número de vezes que acontece o bit 0 e o bit 1, respectivamente, n é a soma dos dois e erfc representa a função de erro complementar dada por^[1]:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2} dy \quad (135)$$

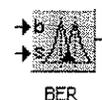
Na Tabela 52, tem-se os parâmetros locais comuns aos dois modelos de BER.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Delay_Compensation</i>	<i>Periodic, Truncated</i> ou <i>Off</i>	<i>Periodic</i>
<i>Eye_Window</i>	Períodos de bit	1.5
<i>Ignore_End_Bits</i>		1
<i>Ignore_Start_Bits</i>		0

Tabela 52 - Parâmetros locais comuns aos modelos de BER.

1. ***Delay_Compensation***: compensação do atraso entre os sinais do receptor e do transmissor;
2. ***Eye_Window***: tamanho da janela para visualização do diagrama de olho;
3. ***Ignore_End_Bits***: número de bits ignorados no final da seqüência recebida;
4. ***Ignore_Start_Bits***: número de bits ignorados no início da seqüência;

BER (*BER*)



Este modelo é baseado nos passos demonstrados na seção anterior. Alguns parâmetros calculados pelo modelo são visualizados na janela de simulação, tais como: seqüência de bits transmitida; número de bits 1 recebido; número de bits 0; dados sobre a compensação entre os sinais como tempo, número de amostras e número de período de bits de atraso; dados sobre valores ótimo do limiar e do tempo, como máximo fator Q, valor mínimo do BER, valor do ponto (amplitude) de limiar para o mínimo BER, porcentagem da abertura do diagrama de olho e o ponto de decisão para mínimo BER em número de amostras, tempo e porcentagem de período de bit.

Na Tabela 53, tem-se os parâmetros locais comuns aos dois modelos de BER.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Decision_Point</i>	<i>Optimum, ns</i> ou <i>%Bit_Period</i>	<i>Optimum</i>
<i>Threshold</i>	<i>Optimum, Absolute</i> ou <i>Relative</i>	<i>Optimum</i>
<i>Output</i>	<i>BER, BERxDestination_Point,</i> <i>MIN_BERxDestination_Point,</i> <i>BERxThreshold</i> e <i>EYE.</i>	BER

Tabela 53 - Parâmetros locais do BER.

1. **Decision_Point:** ponto de decisão para o BER;
2. **Threshold:** valor do parâmetro D, conforme seção anterior;
3. **Output:** tipo de dado que será disponibilizado na saída. No modo BER, apenas um valor é retornado.

Na Figura 67, podem ser visualizados os vários tipos de saídas do modelo.

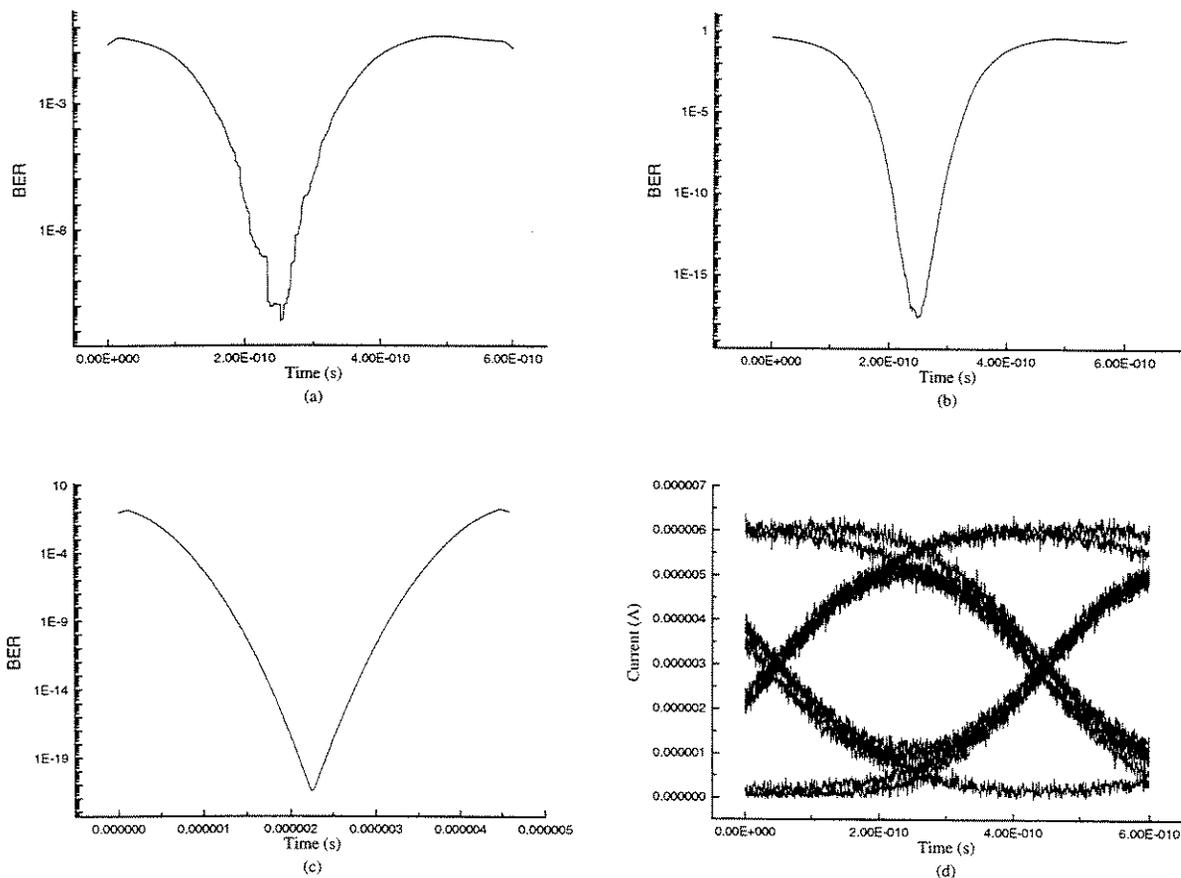


Figura 67 – sinais gerados pelo BER. (a) BERxDestination_Point. (b) Min_BERxDestination_Point. (c) BERxThreshold. (d)

Diagrama de olho.

Os gráficos apresentados na Figura 67 foram obtidos a partir do sistema apresentado na Figura 68.

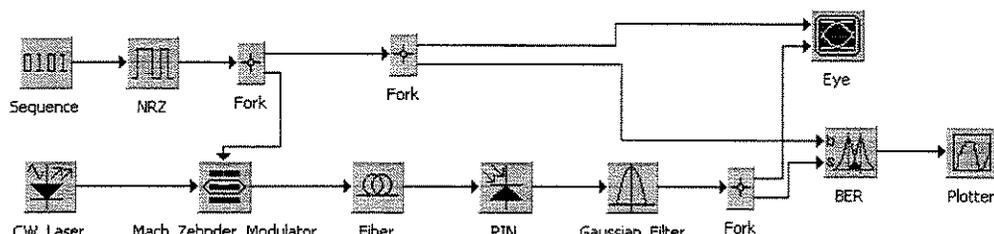
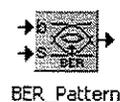


Figura 68 – sistema utilizado na geração dos sinais.

Padrão de Taxa de Erro (BER_Pattern)



Este modelo realiza o cálculo do erro para todos os pontos do diagrama de olho, assumindo-os como pontos de decisão, realizando dessa forma um mapeamento do diagrama de olho.

Na Tabela 54, tem-se os parâmetros locais comuns aos dois modelos de BER.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>BER</i>		1e-9
<i>Resolution_Threshold</i>		100
<i>Resolution_Time</i>		100
<i>Output</i>	<i>BER_Pattern</i> , EYE, BERxMatrix [x y z], BERxMatrix T[x y z], BERxMatrix [z] e BERxMatrix T[z].	<i>BER_Pattern</i>

Tabela 54 - Parâmetros locais do BER_Pattern.

1. **BER:** valor da taxa de erro que será utilizada para fazer o mapeamento. Este parâmetro será utilizado somente quando o parâmetro *Output* estiver no modo *BER_Pattern*;
2. **Resolution_Threshold:** número máximo de linhas utilizadas para o cálculo do padrão;
3. **Resolution_Time:** número máximo de colunas utilizadas para o cálculo do padrão;
4. **Output:** tipo de dado que será disponibilizado na saída. Se forem escolhidos os modos *BERxMatrix* será gerado um arquivo com extensão .dat.

Na Figura 69, pode ser visualizada a saída para o modelo no modo *BER_Pattern*.

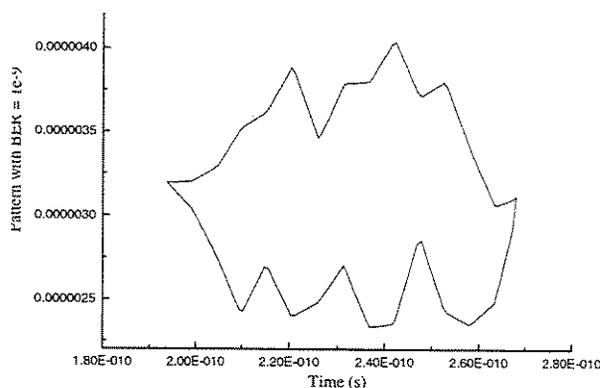


Figura 69 – sinais gerados pelo BER_Pattern.

O mesmo sistema apresentado na **Figura 68** foi utilizado para gerar o gráfico da **Figura 69**, apenas com a mudança do componente *BER* pelo *BER_Pattern*.



A.12.2 - Diagrama de Olho (*Eye*)

Em sistemas de transmissão digital de alta velocidade é comum o uso do diagrama de olho para diagnosticar um sistema. Mesmo o diagrama sendo formado por valores de pior caso geralmente obtém-se uma idéia das deteriorações causadas pelo sistema indicando uma melhor posição do limiar e do instante de amostragem, bem como a tolerância a erros estáticos e dinâmicos (*jitter*) do relógio. O diagrama de olho nada mais é do que a visualização em uma janela de tempo correspondente a um intervalo de bit, do sinal que está sendo transmitido.

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na **Tabela 55**.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Append</i>	<i>Yes</i> ou <i>No</i>	<i>No</i>
<i>Domain_Unit</i>	<i>Time</i> , <i>%Bit_Period</i> ou <i>Sample_Number</i>	<i>Time</i>
<i>Eye_Window</i>	Períodos de bit	1.5
<i>Ignore_Bits</i>		0
<i>Ignore_End_Bits</i>		1
<i>Ignore_Start_Bits</i>		0
<i>Plot_FileName</i>		C:\SimNT\Eye.dat

Tabela 55 - Parâmetros locais do Diagrama de Olho.

1. **Append:** se estiver no modo *Yes*, resultados de novas simulações serão adicionadas no mesmo arquivo;
2. **Domain_Unit:** define qual unidade será utilizada no eixo das abcissas. Na unidade tempo, tem-se o eixo variando de 0 à $Bits/Bit_Rate$, onde *Bits*, é o número de bits que está sendo utilizado na simulação. Para a unidade $\%Bit_Period$ tem-se a variação de 0 à *Bits*, enquanto para a unidade *Sample_Number* a variação ocorre de 0 ao valor do tamanho do vetor de dados recebido;
3. **Eye_Window:** tamanho da janela para visualização do diagrama de olho;
4. **Ignore_Bits:** número de bits a serem ignorados nos cálculos;
5. **Ignore_End_Bits:** número de bits ignorados no final da seqüência recebida;
6. **Ignore_Start_Bits:** número de bits ignorados no início da seqüência;
7. **Plot_FileName:** endereço onde será armazenado o vetor de dados gerado pelo osciloscópio;

Na **Figura 70**, pode ser visualizada a saída para o modelo.

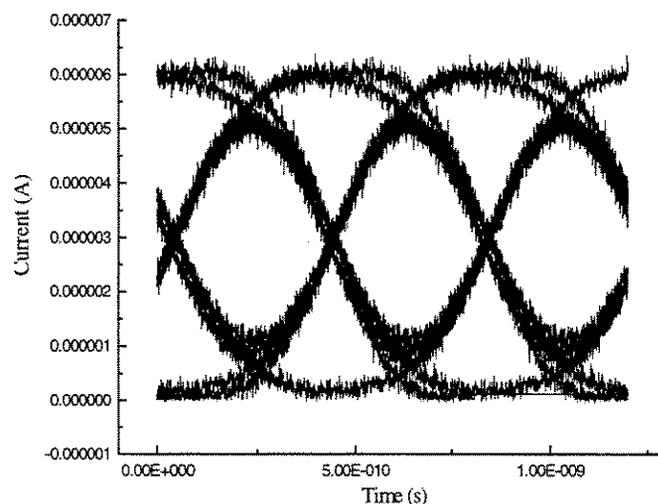


Figura 70 – sinal gerado pelo Diagrama de Olho. *Eye_Window=3*.

Para gerar este gráfico foi utilizado o sistema apresentado na **Figura 68**.



A.12.3 - Analisador de Filtros (*Filter_Analyzer*)

Ferramenta utilizada para geração da função de transferência dos filtros. Este dispositivo, foi utilizado para gerar as funções de transferência da seção A.5 - Filtros, a partir do sistema apresentado na Figura 71.

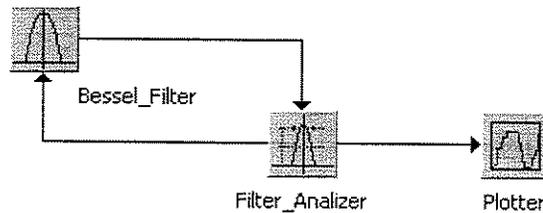


Figura 71 – sistema utilizado para gerar as funções de transferência dos filtros da seção A.5 - Filtros.

Como pode ser visualizado na figura acima, esse sistema não necessita de um gerador de pulsos e de um gerador de seqüência de bits. Seus parâmetros foram incorporados pelo analisador de filtros. O modelo gera os dados de saída já formatados, prontos para serem visualizados, sem necessitarem de nenhuma operação. Os parâmetros locais e globais do modelo estão relacionados na Tabela 56.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Attenuation</i>	dB	3
<i>*Bit_Rate</i>	GB/s	2.5
<i>*Channel_Spacing</i>	GHz ou nm	50 GHz
<i>Frequency</i>	GHz, nm ou <i>WDM_Channel</i>	0 <i>WDM_Channel</i>
<i>Min</i>	dBm	-100 dBm
<i>*Reference_Frequency</i>	GHz ou nm	193100 GHz
<i>*Sample_Rate</i>	<i>Gsamples/s</i> ou <i>Samples/Bit</i>	32
<i>*Sequence_Length</i>	<i>Bits</i>	8

Tabela 56 - Parâmetros locais e globais do analisador de filtros. *parâmetros globais.

1. **Attenuation:** calcula a largura de banda para este valor de atenuação. Gera uma mensagem na janela de mensagens da simulação;
2. **Bit_Rate:** parâmetro global do sistema, conforme seção A.1 - Geradores de Seqüência de Bits;

3. **Channel_Spacing**: parâmetro global do sistema conforme seção A.2 - Geradores de Pulso;
4. **Frequency**: frequência de operação do analisador. Para se visualizar a função de transferência do filtro deve-se utilizar para este parâmetro o mesmo valor utilizado para o filtro;
5. **Min**: valor que será utilizado no lugar de $\log_{10}(0)$;
6. **Reference_Frequency**: parâmetro global do sistema conforme seção A.2 - Geradores de Pulso;
7. **Sample_Rate**: parâmetro global do sistema conforme seção A.2 - Geradores de Pulso;
8. **Sequence_Length**: parâmetro global do sistema, conforme seção A.1 - Geradores de Seqüência de Bits.



A.12.4 - Gerador de Mensagens (*Message*)

Gera uma mensagem com os dados recebidos em sua porta, na janela de mensagens do simulador. Pode gerar uma mensagem com a amplitude ou com a fase dos dados recebidos, conforme parâmetro *Mode* está selecionado.



A.12.5 - Osciloscópio (*Oscilloscope*)

Possui as funções básicas encontradas em um osciloscópio comercial, sendo utilizado como janela gráfica para sinais ópticos no domínio do tempo.

Os parâmetros locais do modelo estão relacionados na Tabela 60.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Domain_Unit</i>	<i>Time</i> , <i>%Bit_Period</i> ou <i>Sample_Number</i>	<i>Time</i>
<i>Min</i>		-1000
<i>Plot_FileName</i>		c:\SimNT\Temporary\Oscilloscope.dat
<i>Plot_Mode</i>	<i>Power_W</i> , <i>Power_dBm</i> , <i>Amplitude</i> , <i>Phase</i> ou <i>Chirp</i> .	<i>Amplitude</i>
<i>Store_Mode</i>	<i>Append</i> , <i>New_File</i> ou <i>Average</i>	<i>New_File</i>

Tabela 57 - Parâmetros locais do Osciloscópio.

1. **Domain_Unit:** define qual unidade será utilizada no eixo das abcissas. Na unidade tempo, tem-se o eixo variando de 0 à $Bits/Bit_Rate$, onde *Bits*, é o número de bits que está sendo utilizado na simulação. Para a unidade *%Bit_Period* tem-se a variação de 0 à *Bits*, enquanto para a unidade *Sample_Number* a variação ocorre de 0 ao valor do tamanho do vetor de dados recebido;
2. **Min:** é o valor que será utilizado para substituir o valor 0, quando este ocorrer no vetor recebido;
3. **Plot_FileName:** endereço onde será armazenado o vetor de dados gerado pelo osciloscópio;
4. **Plot_Mode:** define o modo como o sinal será apresentado na janela gráfica, podendo ser a potência em Watt, potência em dBm, amplitude, fase do sinal ou *chirp*;
5. **Store_Mode:** quando o usuário simula várias vezes um mesmo sistema, ele pode definir a forma de armazenar o vetor de dados gerado como resultado pelo osciloscópio. No modo *Average*, é feita uma média entre os resultados gerados na simulação anterior com os dados gerados na simulação atual. Já no modo *Append*, a cada nova simulação, é acrescentado no final do arquivo, os dados da simulação corrente, enquanto que para o modo *New_File*, os dados da simulação atual, são sobrepostos aos da simulação anterior.



Plotter

A.12.6 - Plotador (*Plotter*)

Possui as mesmas características do osciloscópio com a diferença de ter recursos mais limitados e de poder receber dados já formatados, como no caso do analisador de filtros.

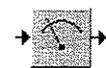
Os parâmetros locais do modelo estão relacionados na Tabela 58.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Plot_FileName</i>		c:\SimNT\Temporary\Oscilloscope.dat
<i>Plot_Mode</i>	<i>Amplitude</i> ou <i>Phase</i> .	<i>Amplitude</i>
<i>Store_Mode</i>	<i>Append</i> , <i>New_File</i> ou <i>Average</i>	<i>New_File</i>
<i>X_Axis</i>	<i>Automatic</i> ou <i>User_Defined</i>	<i>New_File</i>

Tabela 58 - Parâmetros locais do Plotador.

1. **Plot_FileName:** endereço onde será armazenado o vetor de dados gerado pelo osciloscópio;

2. **Plot_Mode:** define o modo como o sinal será apresentado na janela gráfica, podendo ser a potência em Watt, potência em dBm, amplitude, fase do sinal ou *chirp*;
3. **Store_Mode:** quando o usuário simula várias vezes um mesmo sistema, ele pode definir a forma de armazenar o vetor de dados gerado como resultado pelo osciloscópio. No modo *Average*, é feita uma média entre os resultados gerados na simulação anterior com os dados gerados na simulação atual. Já no modo *Append*, a cada nova simulação, é acrescentado no final do arquivo, os dados da simulação corrente, enquanto que para o modo *New_File*, os dados da simulação atual, são sobrepostos aos da simulação anterior;
4. **X_Axis:** define a unidade do eixo das abcissas.



Power_Meter

A.12.7 - Medidor de Potência (*Power_Meter*)

Envia para a janela de mensagens o valor médio de potência medido (dBm e mW), além de gerar em sua saída o valor em W.



Spectrum_Analyzer

A.12.8 - Analisador de Espectro (*Spectrum_Analyser*)

Possui as funções básicas de um analisador de espectros comercial, sendo utilizado para visualização gráfica dos resultados do sistema no domínio da frequência.

Os parâmetros locais do modelo podem ser visualizados na Tabela 59.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Domain_Unit</i>	<i>Wavelength, Frequency</i> ou <i>Sample_Number</i>	<i>Wavelength</i>
<i>Min</i>		-200
<i>Plot_FileName</i>		c:\SimNT\Temporary\Analyzer.dat
<i>Plot_Mode</i>	<i>Power_W, Power_dBm,</i> <i>Amplitude, Phase</i> ou <i>Chirp</i> .	<i>Amplitude</i>
<i>Resolution</i>	<i>%Bit_Rate, nm</i> ou <i>GHz</i>	0 <i>%Bit_Rate</i>
<i>Resolution_Calculation</i>	<i>Average</i> ou <i>Filter</i>	<i>Average</i>
<i>Store_Mode</i>	<i>Append, New_File</i> ou <i>Average</i>	<i>New_File</i>

Tabela 59 - Parâmetros locais do Analisador de Espectro.

1. **Domain_Unit:** define qual unidade será utilizada no eixo das abcissas. Na unidade *Frequency*, tem-se o eixo variando conforme a banda de simulação utilizada, sendo que o mesmo ocorre para o modo *Wavelength*. Para o modo *Sample_Number* a variação ocorre de 0 ao valor do tamanho do vetor de dados recebido, como no osciloscópio;
2. **Min:** é o valor que será utilizado para substituir o valor 0, quando este ocorrer no vetor recebido, quando for necessário o cálculo do logaritmo;
3. **Plot_FileName:** endereço onde será armazenado o vetor de dados gerado pelo analisador de espectro;
4. **Plot_Mode:** define o modo como o sinal será apresentado na janela gráfica, podendo ser a potência em Watt, potência em dBm, amplitude, fase do sinal ou *chirp*;
5. **Resolution:** para o valor 0, o analisador de espectro operará idealmente;
6. **Resolution_Calculation:** modo de operação para o analisador no caso não ideal. No modo *Average*, será realizada uma média entre as várias simulações;
7. **Store_Mode:** semelhante ao modelo do osciloscópio.



A.12.9 - Estatística (*Statistic*)

Realiza alguns cálculos estatísticos básicos sobre os dados recebidos em sua entrada. Os resultados são gerados como mensagens na janela de mensagens do simulador e um dos resultados será disponibilizado na porta de saída.

O parâmetro local do modelo pode ser visualizado na Tabela 60.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Output</i>	<i>Mean, Variance, Standard Deviation, Sum, Min ou Max</i>	<i>Min</i>

Tabela 60 - Parâmetros locais e globais do analisador de filtros. *parâmetros globais.

1. **Output:** define qual dos dados estatísticos será disponibilizado na saída;

Neste modelo, apenas um dos resultados será colocado na saída, mas todos poderão ser visualizados na janela de mensagens do simulador. Os resultados estatísticos que serão calculados são:

1. **Sum:** é a soma de todos os dados recebidos na entrada;
2. **Mean:** é o valor obtido em *Sum* dividido pelo número de pontos recebido;
3. **Min:** menor valor entre todos os valores do vetor recebido;

4. **Max**: maior valor entre todos os valores do vetor recebido;
5. **Variance**: a variância é dada por:

$$Variance = \sum_{i=0}^n (Data_i - Mean)^2 \quad (136)$$

sendo n o tamanho do vetor recebido e $Data$ os valores do vetor;

6. **Standard Deviation**: o desvio padrão é dado pela raiz quadrada da variância.



A.12.10 - Histograma (*Histogram*)

Este modelo, além de gerar um histograma a partir dos dados recebidos, também disponibiliza alguns valores estatísticos na janela de mensagens do simulador, como: média (*mean*), variância (*variance*), desvio padrão (*standard deviation*), valor mínimo contido no vetor (*min*), valor máximo (*max*) e o intervalo utilizado para gerar o histograma.

Os valores da média, variância, desvio padrão, valor mínimo e valor máximo do vetor são obtidos como no modelo Estatística (*Statistic*). O valor do intervalo (*Interval*) é obtido pela razão entre a diferença dos valores máximo e mínimo pelo valor do parâmetro *Number_of_Intervals* (número de intervalos desejado pelo usuário).

A forma de operar do Histograma é muito simples. No eixo das ordenadas está a frequência relativa em que os valores pertencentes a um dado intervalo repetiram-se em todo o vetor. Este eixo varia de 0 ao número máximo que valores pertencentes a um intervalo repetiram-se. No eixo das abscissas temos os valores do vetor, variando-se do menor ao maior valor encontrado no vetor, com os intervalos dados pelo valor do parâmetro *Interval*, totalizando um número de pontos igual ao parâmetro *Number_of_Intervals*.

Os parâmetros locais do modelo são listados na Tabela 61.

Parâmetro	Modos	Valor Padrão
<i>Min</i>		-1000
<i>Number_of_Intervals</i>		100
<i>Plot_FileName</i>		c:\SimNTV\Temporary\Histogram.dat
<i>Plot_Mode</i>	<i>Power_W</i> , <i>Power_dBm</i> , <i>Amplitude</i> ou <i>Phase</i>	<i>Amplitude</i>
<i>Store_Mode</i>	<i>Append</i> ou <i>New_File</i>	<i>New_File</i>

Tabela 61 - Parâmetros locais do Histograma.

1. **Min:** valor que substituirá o valor 0 quando do cálculo do \log_{10} ;
2. **Number_of_Intervals:** número de intervalos utilizados no histograma;
3. **Plot_FileName:** local e nome do arquivo onde ficarão os dados utilizados pelo Histograma para traçar o gráfico;
4. **Plot_Mode:** forma do resultado de saída do Histograma;
5. **Store_Mode:** no caso de várias simulações, o usuário pode escolher entre armazenar os dados do Histograma em um novo arquivo ou adicioná-los ao arquivo existente.

Na Figura 72 (a), tem-se o sinal em Watt recebido pelo Histograma, que foi gerado por um Laser DFB, e na (b) o resultado gerado pelo modelo Histograma.

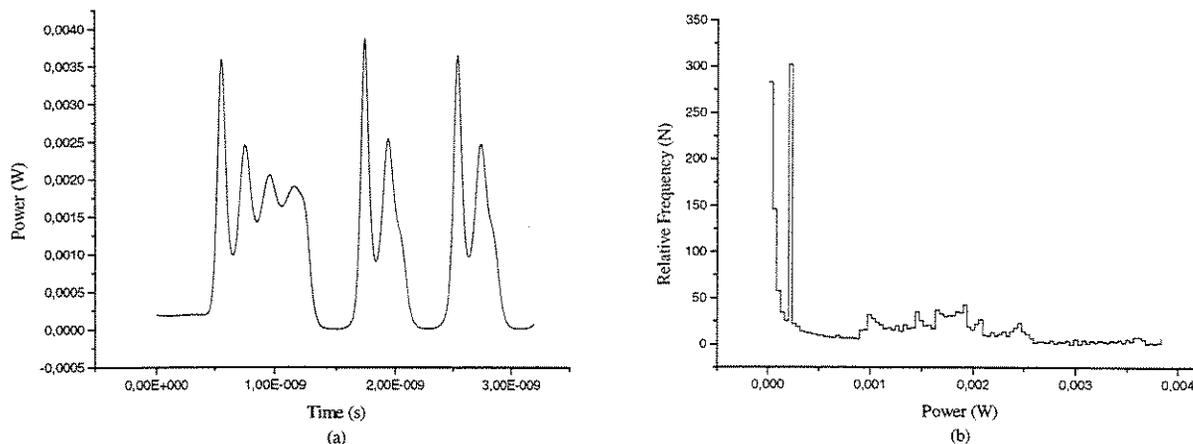


Figura 72 –sinais de entrada e saída do Histograma. (a) entrada.(b) sinal de saída.

A.13 - Referências Bibliográficas

- [1] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, “Numerical Recipes in C – The Art of Scientific Computing”, Cambridge University Press, Cambridge, Inglaterra, segunda edição, 1992.
- [2] G. P. Agrawal, “Nonlinear Fiber Optics”, Academic Press, segunda edição, EUA, 1995.
- [3] G. P. Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems”, John Wiley & Sons, segunda edição, EUA, California, 1997.
- [4] P. E. Green Jr., “Fiber Optic Networks”, Prentice Hall, EUA, 1993.

- [5] J. C. Cartledge, G. S. Burley, "The Effect of Laser Chirping on Lightwave System Performance", *Journal of Lightwave Tehcnology*, Vol. 7, No. 3, pp 568-573, March 1989.
- [6] G. Wenke, M. Kimmek, : "Considerations of α Factor of Nonideal, External Optical Mach-Zenhdler Modulators", *Journal of Optical Communications*, 17, 1996, p. 2.
- [7] M. C. Jeruchim, P. Balaban and K. S. Sahnmugan, "Simulation of Communication Systems", Plenum Press, primeira edição, EUA, 1992.
- [8] A Handbook on Electrical Filters "Electrical Filters – Synthesis, Design and Applications", Whyte Eletromagnetics, USA, 1963.
- [9] E. Desurvire, C. R. Giles and Jay R. Simpson, "Gain Saturation Effects in High-Speed, Multichannel Erbium-Doped Fiber Amplifiers at $\lambda = 1.53\mu\text{m}$ ", *Journal of Lightwave Technology*, Vol.. 7, pp. 2095-2104, n° 12, 1989.
- [10] K. Inoue, H. Toba and K. Nosu, "Multichannel Amplification Utilizing an Er^{3+} -Doped Fiber Amplifier", *Journal of Lightwave Technology*, Vol.. 9, pp. 368-374, n° 03, 1991.
- [11] E. Desurvire, C. R. Giles e J. R. Simpson, "Gain Dynamics of Erbium-Doped Fiber Amplifiers", SPIE , *Fiber Laser Sources and Amplifiers* Vol. 1171, pp. 103-117, 1989.
- [12] R. Lebref, B. Landousies, T. Georges, E. Delevaque, "Theoretical Study of the Gain Equalization of a Stabilized Gain EDFA for WDM Applications", *Journal of Lightwave Technology*, Vol.. 15, pp. 766-770, 1997.
- [13] C. R. Giles, E. Desurvire, "Modeling Erbium-Doped Fiber Amplifiers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol.. 9, pp. 271-283, 1991.
- [14] A. Bjarklev, S. L. Hansen, J. H. Povlsen "Large Signal Modelling of an Erbium-Doped Fiber Amplifier", SPIE, Vol.. 1171, pp. 118-129, 1989.
- [15] S. Donati, G.Giuliani, "Noise in an Optical Amplifier: Formulation of a New Semiclassical Model", *Journal of Quantum Electronics*, Vol.. 33, pp. 1481-1488, 1997.
- [16] C. R. Giles, E. Desurvire, "Propagation of Signal and Noise in Concatenated Erbium-doped Fiber Amplifiers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol.. 9, pp. 147-154, 1991.
- [17] K. Hinton, T. Stephens, "Modeling High-Speed Optical Transmission Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 11, pp. 380-392, 1993.
- [18] A. A. M. Saleh, R. M. Jopson, J. D. Evankow and J. Aspell, "Modeling of Gain in Erbium-Doped Fiber Amplifiers", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.. 2, n ° 10, pp. 714-717, 1990.

-
- [19] E. Desurvire, "Erbium-Doped Fiber Amplifiers – Principles and Applications", J. Wiley, New York, pp. 03-36, 410-419, 591-595, 655-657, 1994.
- [20] E. Desurvire, J. R. Simpson and P. C. Becker, "High-gain Erbium-Doped Traveling-wave Fiber Amplifier", *Optical Letters*, Vol.. 12, n.º 11, pp. 888, 1987.
- [21] E. Desurvire and J. R. Simpson, "Amplification of Spontaneous Emission in Single-mode Erbium-Doped Fibers", *Journal Lightwave Technology*, Vol.. 7, p. 835, 1989.
- [22] ver página 188 agrawal referencia 23.
- [23] W. F. Giazza, E. Conforti, H. Waldman, "Fibras Ópticas: Tecnologia e Projeto de Sistemas", Makron, McGraw-Hill, São Paulo, 1991.
- [24] Y. Okano, K. Nakawa, T. Ito "Laser mode partition noise evaluation for optical fiber transmission" *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.. Com-28, nº 2, fevereiro 1980.
- [25] N. H. Jensen, H. Olesen, K. E. Stubkjaer, "Partition noise in semiconductor lasers under CW and pulsed operation", *IEEE Journal Quantum Elect.*, Vol.. QE-23, nº 1, 1987.
- [26] P. J. Corvini, T. L. Koch, "Computer Simulation of Hight-Bit-Rate Optical Fiber Transmission Using Single-Frequency Lasers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-5, No. 11, pp 1591-1595, novembro de 1987.
- [27] N. S. Bergano, F. W. Kerfoot and C. R. Davidson, "Margin Measurements in Optical Amplifier Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.. 5, nº 3, 1993, pp 304-306.
- [28] G. Keiser, "Optical Fiber Communications", McGraw Hill, NY, 1991.