

Modelagem de Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio para uso em Simulações de Sistemas Ópticos

Maurício Bottoli, Antônio Alberti, Fábio Sakuray, Mario Proença, Leonardo Mendes

Departamento de Comunicações - Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP – Campinas – SP – Brasil

Resumo – Nos últimos anos, vários modelos matemáticos de amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio (EDFAs) foram desenvolvidos para serem utilizados em simulações computacionais. Neste trabalho apresentamos três modelagens desenvolvidas para este tipo de amplificador óptico, para uso em simulações de sistemas ópticos no SimNT, Simulador de Sistemas de Comunicação. O primeiro modelo é numérico e está baseado na resolução das equações de propagação do sinal na fibra dopada. As outras duas modelagens utilizam curvas padrões de ganho e ruído, sendo que para seu uso em simulações não é necessário o conhecimento de nenhum parâmetro físico do dispositivo, tais como: comprimento da fibra, concentração de érbio, seções eficazes de emissão e absorção, entre outros.

Palavras-chave: EDFAs, WDM, Modelos, SimNT e Simulação.

Abstract – In the last years, several mathematical models of erbium doped fiber amplifiers (EDFAs) had been developed. In this work, three models were investigated to be used in computational simulations, more specifically in SimNT - An Optical System Simulator. The first model is numerical, based on the propagation and rate equations. The second and third modeling approaches are based on an analytic solution, using gain and noise spectra. For both models, none physical parameters are necessary, such as: fiber length; erbium concentration; absorption cross-section; emission cross-sections; pump absorption cross-section; etc.

Index Terms: EDFAs, WDM, Models, SimNT and Simulation.

I. INTRODUÇÃO

Os EDFAs (*Erbium Doped Fiber Amplifiers* – Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio) tornaram-se a principal alternativa ao uso dos regeneradores ópticos de sinais nos sistemas de transmissão. Esses regeneradores ópticos são utilizados com o objetivo de detectarem e retransmitirem o sinal, restabelecendo seu nível bem como sua fidelidade. A utilização de regeneradores em sistemas de transmissão ópticos WDM (*Wavelength Division Multiplex*) tem um custo muito elevado e uma vez instalados limitam a capacidade do enlace, já que os mesmos não são transparentes à taxa de bits ou ao formato do sinal. Quando os regeneradores ópticos são substituídos pelos EDFAs, estes sistemas de transmissão tornam-se

transparentes e independem da taxa de bits. As principais vantagens da substituição dos regeneradores pelos amplificadores ópticos são: uma maior banda de amplificação [1]; capacidade de operar com múltiplos comprimentos de onda em sistemas WDM [2]; ganho elevado; baixo valor de figura de ruído; alta potência de saturação; insensibilidade a polarização. A desvantagem desta troca é que o amplificador óptico não regenera o sinal, continuando a existir o limitante da dispersão.

Na literatura, vários modelagens matemáticas foram desenvolvidas para os EDFAs, sendo que algumas tratam a representação das características de ganho e emissão espontânea com maior exatidão [2]-[6]. Outras preferem adotar uma abordagem que representa o comportamento de um ponto de vista sistêmico, desprezando a análise do comportamento interno do amplificador [7]. Existem ainda os modelos analíticos que normalmente são baseados em hipóteses simplificadoras. Essas hipóteses torna-os limitados para alguns tipos de simulações computacionais, sendo no entanto ideais para simulações de enlaces e de redes, já que apresentam um custo computacional menor [8]-[10].

As modelagens que apresentam um maior custo computacional em simulações são as numéricas, uma vez que são mais realísticas [2]-[4]. Nesses modelos, são utilizados métodos numéricos para solucionar as equações de taxa do amplificador, as quais representam o seu comportamento interno a partir da inter-relação dinâmica entre elétrons e fótons na fibra dopada com érbio. Nesse tipo de modelagem, 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, pois normalmente não são disponibilizados pelos fabricantes.

Neste artigo, apresentamos inicialmente o SimNT, em seguida, os modelos desenvolvidos para este simulador bem como alguns exemplos de simulações utilizando-os. O primeiro modelo a ser apresentado é um modelo numérico que também pode ser utilizado na simulação não apenas de enlaces e redes mas do funcionamento de um amplificador óptico isoladamente, simulando assim o funcionamento apenas do dispositivo [2][3]. Os próximos dois modelos foram desenvolvidos para tornarem mais rápida a simulação de grandes redes ópticas, com vários enlaces, e que utilizem uma grande quantidade de amplificadores [9][10]. Estes modelos utilizam curvas de ganho e ruído obtidas de um amplificador real. Além das modelagens apresentadas, existem ainda uma grande

quantidade de modelos desenvolvidos que podem ser encontrados na literatura, como por exemplo [11]-[14].

II. SIMNT

O SimNT é um ambiente que pode ser utilizado para simulações de sistemas de comunicações em geral e que começou a ser desenvolvido em 1993 no Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da UNICAMP, tendo surgido da necessidade de se ter à disposição um aplicativo que permitisse a simulação de sistemas de comunicações e fornecesse recursos para o desenvolvimento de novos modelos de dispositivos [15][16].

Inicialmente o SimNT era constituído de um interpretador de arquivos que definia a topologia e os parâmetros do sistema a ser simulado. Posteriormente foi introduzida a linguagem de comandos do SimNT, possibilitando o uso de uma interface em modo caractere para finalmente ser adicionada uma interface gráfica amigável e modelos de dispositivos implementados como bibliotecas de ligação dinâmica [17]. À nova versão do SimNT foram acrescentadas novas características para que fosse mantida a coerência temporal ao longo da simulação, além de ter um maior número de modelos de dispositivos em sua biblioteca [16]. Dentre os dispositivos disponibilizados na biblioteca destacam-se: laser DFB, acopladores, EDFAs, filtros, fibras, entre outros.

O princípio de funcionamento desta ferramenta está baseado na técnica *data-driven*, onde os dados comandam a simulação. O SimNT interpreta um sistema de comunicação como um conjunto de blocos interligados, os quais representam dispositivos ou métodos numéricos que podem realizar alguma operação nos dados da simulação, tal como atraso de propagação, ganho, perdas e dispersões.

Dentre as diversas possibilidades de uso do SimNT destacam-se:

- Ferramenta de Aprendizado: o SimNT pode ser utilizado para familiarizar os usuários com os sistemas ópticos e seus dispositivos.
- Ferramenta de Pesquisa: o SimNT visa proporcionar um ambiente amigável para que o usuário possa desenvolver novos modelos de dispositivos ópticos e de arquiteturas lógicas, onde seja possível projetar redes ópticas, observando diferentes configurações, com diferentes variações de parâmetros, ou de disposição dos dispositivos na arquitetura física do sistema. Para tanto, o usuário dispõe da biblioteca de modelos fornecida junto com a ferramenta.
- Ferramenta de Análise e Validação: o SimNT pode ser uma ferramenta para análise de sistemas, dispositivos e protocolos, bem como uma ferramenta de validação de novos modelos matemáticos de dispositivos, como por exemplo, modelos de acopladores, filtros, amplificadores, entre outros.

II.1 ESTRUTURA DO SIMNT

Estruturalmente o simulador pode ser dividido em três partes distintas: núcleo, modelos de dispositivos e interface gráfica. Na Fig. 1 pode-se visualizar a estrutura geral do SimNT com todos os elementos do programa e suas conexões.

II.1.1 NÚCLEO

É responsável pelo gerenciamento, ordenação e execução do processo de simulação, após o usuário ter adicionado o sistema pela interface gráfica. 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. 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 nenhuma entrada 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 em um estado interno inicial e em seguida os executa conforme a ordenação. Após a execução de um bloco este retorna um *flag* de estado, sendo que a simulação só termina quando todos os blocos retornarem um *flag* de estado final.

II.1.2 MODELOS DE DISPOSITIVOS

Cada bloco representa um modelo com funções matemáticas, algoritmos e outros recursos necessários pertinentes ao modelo, os quais são responsáveis pela simulação do comportamento do dispositivo que o bloco representa. A estrutura do SimNT fornece os recursos necessários para que um bloco possa acessar parâmetros locais, específicos do dispositivo, e parâmetros globais, relacionados ao sistema. Cada bloco pode ler as amostras disponíveis em suas entradas e gerar amostras para suas saídas. A Fig. 2 mostra a estrutura de um modelo qualquer que possua entrada e saída.

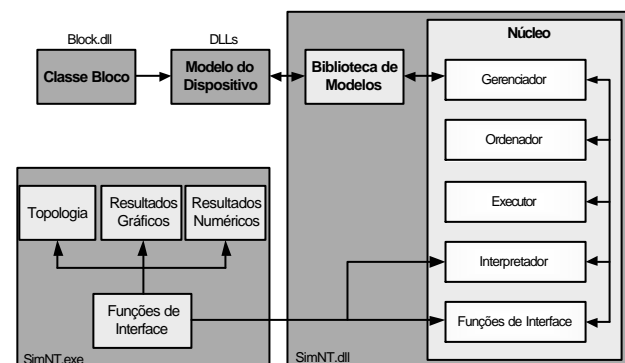


Fig. 1 – Estrutura geral do SimNT.

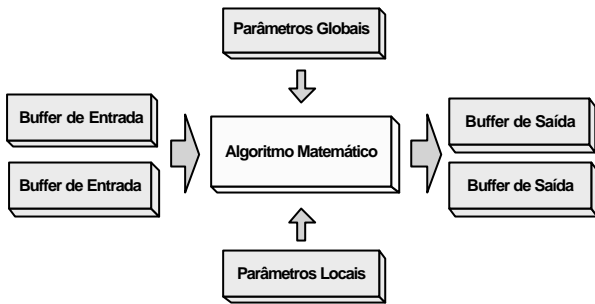


Fig. 2 – Estrutura dos modelos.

II.1.3 INTERFACE GRÁFICA

Com objetivo de deixar mais amigável a interação entre usuário e simulador, a interface é do tipo Múltiplos Documentos (*Multiple-Documents Interface*, MDI) a qual permite que os usuários tenham a sua disposição vários tipos de janelas, integradas no mesmo ambiente. O usuário pode desenhar a topologia do sistema adicionando os 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 Fig. 3 mostra esta interface gráfica do SimNT com um modelo de simulação de um sistema óptico.

III. AMPLIFICADORES A FIBRA DOPADA COM ÉRPIO

Para as modelagens que serão aqui apresentadas não são consideradas variações instantâneas na densidade de portadores nos níveis energéticos do érbio, uma vez que o tempo de vida dos portadores no nível metaestável é elevado, de aproximadamente 10 ms. Este tempo de vida elevado ocasiona variações muito lentas na densidade, o que significa dizer que variações significativas no valor do ganho não ocorrem durante a transição de bits, sendo que deste modo, o ganho dos amplificadores é dependente apenas do valor médio da potência óptica de entrada.

III.1 MODELAGEM BASEADA NA SOLUÇÃO DAS EQUAÇÕES DE PROPAGAÇÃO

A modelagem que será apresentada foi realizada considerando as equações de taxa de população de íons de Er^{3+} , que descrevem o crescimento da população de portadores nas diversas camadas energéticas do Érbio e foi baseada no modelo matemático apresentado por Desurvire[2]. O diagrama simplificado dos níveis de energia do érbio pode ser visualizado na Fig. 4.

Por definição, o nível um corresponde ao nível fundamental, o dois ao metaestável e o três ao nível de bombeio. Os níveis de transição de maior interesse são o nível fundamental e o metaestável, mas o nível de bombeio não será desprezado, considerando assim três níveis para esta modelagem.

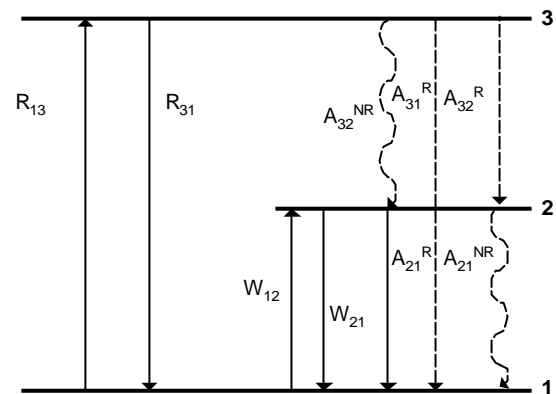


Fig. 4 – Diagrama simplificado dos níveis de energia do érbio.

A taxa de bombeio entre os níveis um e três é representada pela variável R_{13} , enquanto a variável R_{31} representa a taxa de emissão estimulada entre esses níveis. Existem duas 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

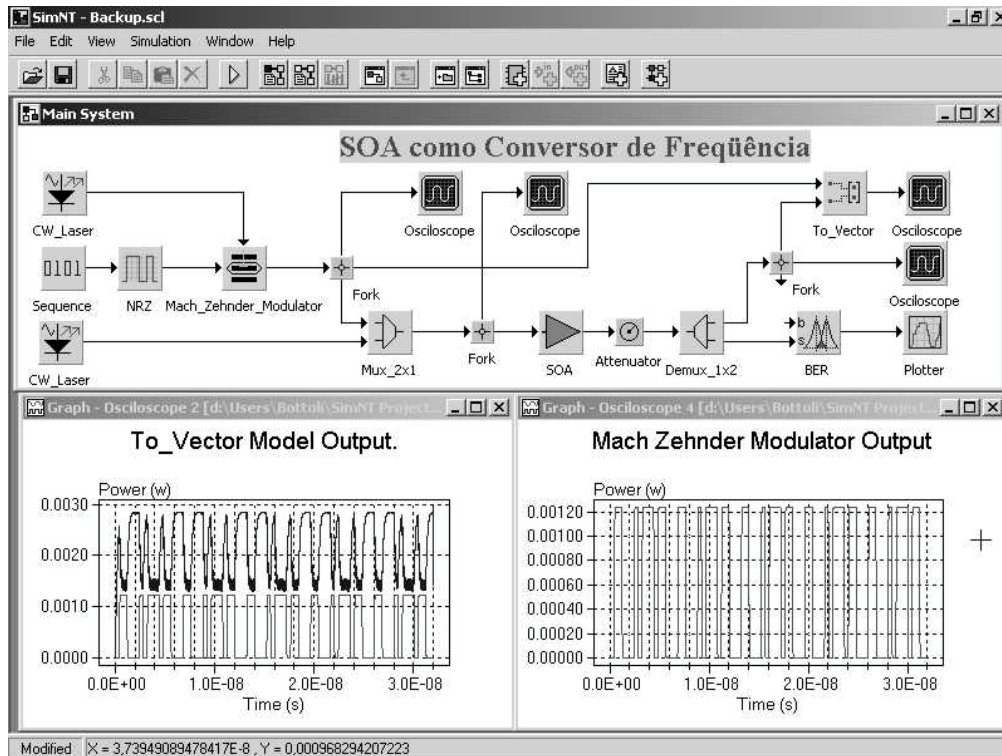


Fig. 3 – Interface gráfica do SimNT 1.0

e absorção estimulada entre os níveis um e dois são representadas por W_{12} e W_{21} . O decaimento espontâneo radiativo e não radiativo do estado excitado no nível dois é dado pela soma de A_{21}^R e A_{21}^{NR} , sendo que $A_{21}^R = 1/t$, onde t corresponde ao tempo de vida. Assume-se que o decaimento do estado metaestável é essencialmente radiativo, $A_{21} = A_{21}^R$. O decaimento radiativo é responsável por gerar os fótons enquanto no decaimento não radiativo, a energia gerada é perdida. Por isso, no decaimento espontâneo do estado metaestável ocorre a geração da emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission, ASE*), o que não ocorre para o nível três, já que o decaimento é predominantemente não radiativo.

Define-se r como sendo a densidade de íons e N_1, N_2 e N_3 como as densidades fracionais. 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. Assim,

$$r = N_1 + N_2 + N_3 \tag{1}$$

Definindo $P_s^+(z, u)$ e $P_s^-(z, u)$ como as potências ópticas propagante e contra-propagante para a frequência u em um intervalo du 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 $P_s^+(z, u)$ para o estado estacionário ao longo do comprimento da fibra como:

$$\frac{dP_s^+(z, u)}{dz} = +\{g_e(z, u)[P_s^+(z, u) + P_0] - g_a(z, u)P_s^+(z, u)\} \tag{2}$$

$$\frac{dP_s^-(z, u)}{dz} = -\{g_e(z, u)[P_s^-(z, u) + P_0] - g_a(z, u)P_s^-(z, u)\} \tag{3}$$

com $g_e(z, u)$ e $g_a(z, u)$ sendo, respectivamente, os coeficientes de emissão e absorção espectral, que são proporcionais às seções transversais de emissão e absorção [2]. Pode-se observar que estas equações são dependentes da frequência e do ponto z . Isto significa que para cada valor de z são feitos os cálculos para todas as frequências do espectro.

O valor do ruído de emissão espontânea ASE é dado por:

$$P_0 = 2hu_s \Delta u \tag{4}$$

Nesta modelagem, o ASE é amplificado durante as iterações juntamente com o sinal, o que justifica a ausência do termo referente ao ganho do amplificador. 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:

$$\frac{dP_p(z)}{dz} = -g_p(z)P_p(z) \tag{5}$$

onde $g_p(z)$ é o coeficiente de absorção do bombeio, que inclui os efeitos da absorção dos estados excitado e fundamental. As expressões para os coeficientes de emissão e absorção que aparecem nas equações (2), (3) e, (5) são obtidas a partir das equações de taxa que são consideradas em um regime estacionário, onde a população nos níveis não é variável com o tempo, isto é, $dN/dt = 0$. Fazendo os cálculos obtém-se o valor de N_1 ,

N_2 , e N_3 . Utilizando estes valores e fazendo algumas simplificações e considerações apresentadas por Desurville, obtém-se o coeficiente de absorção do bombeio [2]:

$$g_p(z) = r s_p \Gamma_p \frac{1 + V_{21}(\mathbf{u}) + d[U + V_{12}(\mathbf{u})]}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\mathbf{u})} \quad (6)$$

A variável d é dada pela razão entre S_{ESA}/S_p , sendo S_{ESA} a seção transversal de absorção do bombeio do estado excitado. Como o comprimento de onda de bombeio é fixo, este termo não é variável com a frequência, tal como $s_d(\mathbf{u})$ e $s_e(\mathbf{u})$. A variável G_p refere-se ao fator de confinamento na fibra.

Os coeficientes de absorção e emissão para o sinal são:

$$g_a(z, \mathbf{n}) = r s_a(\mathbf{n}) \Gamma_s \frac{1 + V_{21}(\mathbf{u})}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\mathbf{u})} \quad (7)$$

$$g_e(z, \mathbf{n}) = r s_e(\mathbf{n}) \Gamma_s \frac{1 + V_{12}(\mathbf{u})}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(\mathbf{u})} \quad (8)$$

As variáveis $s_d(\mathbf{u})$ e $s_e(\mathbf{u})$ são as seções transversais de absorção e emissão enquanto U e $V_{12,21}$ são dadas por [2]:

$$U = \frac{P_p(z)}{P_p^{th}} \quad V_{12,21} = \frac{P_s^+(z) + P_s^-(z)}{2P_{12,21}^{Sat}} \quad (9)$$

III.1.1 SOLUÇÃO NUMÉRICA

O método que será apresentado para a resolução numérica das 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 Fig. 3. Os sinais vão sendo integrados de $z = 0$ até $z = L$, onde L é 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, define-se que seu valor no final da fibra é igual ao valor do ASE gerado no amplificador.



Fig. 3 – Condições iniciais de P_s^+ , P_s^- e P_p .

No final da fibra dopada temos $z = L$, mudam-se as condições limites e é feito o caminho reverso. As condições para esta situação podem ser visualizadas na Fig. 4. 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 do ASE dado pela equação (4).

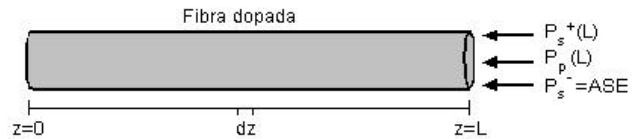


Fig. 4 – Condições de fronteira para a propagação na direção $-z$.

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 $-z$, seqüencialmente, 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 $z=L$.

III.1.2 RESOLUÇÃO NO SIMNT

Após ser recebido pelo modelo, o sinal temporal é convertido para o domínio da frequência onde é calculada a potência em cada ponto. A partir deste espectro de potência os canais são integrados. O modelo recebe a posição onde os canais estão localizados, e a partir do número de pontos dado pelo usuário, soma a potência de todos os pontos ao redor do ponto onde está o canal. Assim, a partir de um espectro como o mostrado na Fig. 5, contendo 4 canais, chega-se ao espectro apresentado na Fig. 6, onde somente existe sinal nos pontos onde localizam-se os canais.

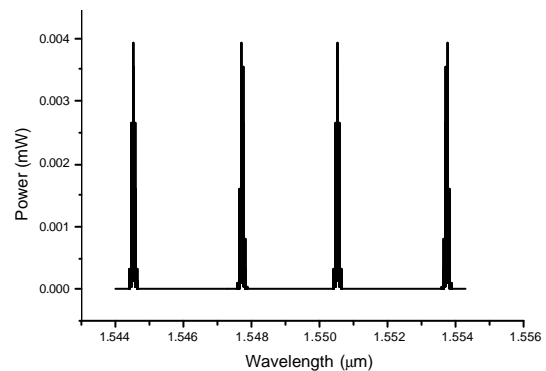


Fig. 5 – Espectro recebido pelo modelo.

O próximo passo é criar um espectro com a mesma largura de banda do espectro recebido, mas com um número bem inferior de pontos. Trabalhar com um número de pontos elevado para o espectro, como normalmente é o número de pontos recebido pelo modelo, torna também elevado o custo computacional da simulação. A necessidade de se operar com um número menor de pontos torna-se indispensável quando se deseja otimizar o custo computacional.

Como os valores das frequências dos canais são previamente conhecidos, é feita uma varredura no

espectro procurando essas frequências, somente quando existe mais de 1 canal. Para cada frequência, o valor da potência é substituído pelo valor da potência integrada, conforme espectro da Fig. 6 sendo que agora com um número menor de pontos. Esse espectro é utilizado para resolução das equações de propagação como sendo o valor inicial de P_s^+ .

Após a resolução das equações de propagação volta-se ao espectro com o número de pontos original e calcula-se a curva de ganho do amplificador. Inicialmente o ganho é determinado apenas nos pontos onde estão localizados os canais. O ganho é obtido fazendo a diferença entre o espectro obtido após a resolução das equações de propagação com o espectro apresentado na Fig. 6 com os valores de potência recebidos.

Utilizando-se estes pontos onde foi calculado o valor do ganho, gera-se uma curva de ganho aproximada para todo o espectro, através da interpolação destes pontos. A curva de ganho, por exemplo, para este sistema com 4 canais pode ser visualizada na Fig. 7. Obtida a curva de ganho final, basta agora aplicá-la ao sinal recebido originalmente, adicionar o ASE gerado e então tem-se o sinal de saída do amplificador.

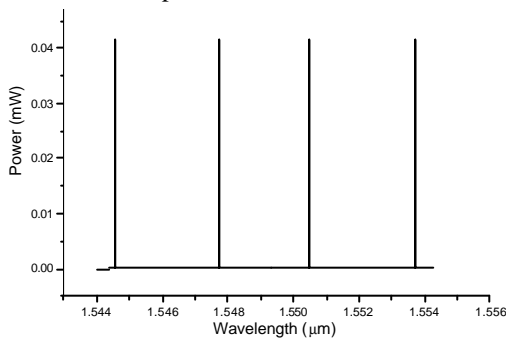


Fig. 6 – Espectro gerado pelo modelo após integrar os canais em uma banda fornecida pelo usuário.

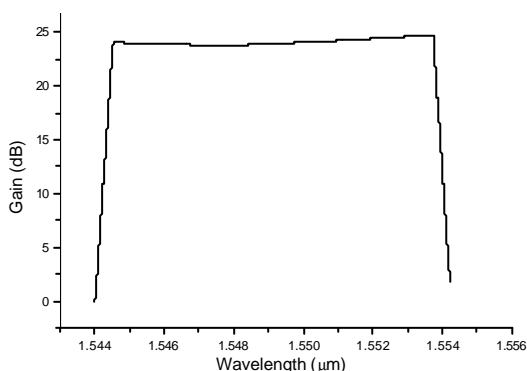


Fig. 7 – Curva de ganho aproximada para o espectro que está sendo simulado.

III.2 MODELAGEM BASEADA NAS CURVAS DE GANHO E RUÍDO

Nesta modelagem, não é necessário conhecer nenhum parâmetro físico do dispositivo, sendo necessário apenas

duas curvas espectrais de ganho, com diferentes níveis de saturação, e uma de ruído. Estas curvas podem ser obtidas com um amplificador real ou através de uma outra modelagem de amplificador onde os parâmetros físicos sejam variáveis que possam ser alteradas, tal como na modelagem anterior. O modelo é totalmente caracterizado com estas curvas e a partir delas é possível determinar o ganho espectral para qualquer ponto de operação [8].

III.2.1 GANHO DO AMPLIFICADOR

O ganho efetivo característico de um amplificador é dado por [8]:

$$\log G(I) = T_{I_r}(I) [\log(G(I_r)) - \log(G^r(I_r))] + \log(G^r(I)) \quad (10)$$

onde I_r e $G^r(I_r)$ determinam o ponto de operação de referência do amplificador. A função $T_{I_r}(I)$ e os valores de $G^r(I)$ podem ser obtidos sem qualquer informação sobre o amplificador.

Para obtermos a função $T_{I_r}(I)$ vamos considerar o amplificador operando em dois estados de saturação, designados pelos índices 1 e 2. Assim, a relação do ganho diferencial é dada por:

$$T_{I_r}(I) = \frac{\log(G_1(I)) - \log(G_2(I))}{\log(G_1(I_r)) - \log(G_2(I_r))} \quad (11)$$

As condições para se obter as curvas de ganho $G_1(I)$ e $G_2(I)$ são apresentadas no Apêndice A. O comprimento de onda I_r é o mesmo que foi utilizado na geração das curvas G_1 e G_2 . Assim, é possível derivar uma expressão para o ponto de operação do amplificador:

$$G(I) = G_2(I) * 10^{T_{I_r}(I) * \log(\Delta G)} \quad (12)$$

onde $\log(\Delta G)$ especifica a diferença de ganho entre $\log G_1(I_r) - \log G_2(I_r)$ ou $\log G_1(I_r) - \log G^r(I_r)$ sendo que ΔG é um parâmetro livre e pode ser alterado para ajustar o ganho final.

III.2.2 RUÍDO

A densidade espectral de ruído é dada por:

$$S(I) = [10^{NF(I)/10} * G(I) - 1] * h * f \quad (13)$$

sendo h a constante de Planck, f a frequência óptica e $NF(I)$ a figura de ruído. O modelo irá calcular internamente o valor da figura de ruído a partir da curva de ruído recebida, a qual deve ter sido gerada nas mesmas condições da curva de ganho $G_2(I)$. O cálculo de $NF(I)$ é dado por [5]:

$$NF(I) = 10 * \log\left[\frac{S(I)}{h * f * (G(I) - 1)}\right] \quad (14)$$

sendo $S(I) = P(I) / \Delta f_{OSA}$, onde Δf_{OSA} é a largura de banda de ruído no analisador de espectro. A densidade espectral de ruído é dependente do ganho final do amplificador e é dada por:

$$S(I, \log \Delta G) = [G_2(I) * 10^{NF(I)/10+T(I)*\log \Delta G} - 1] * h * f \quad (15)$$

III.2.3 MODOS DE OPERAÇÃO

Amplificadores ópticos utilizados em sistemas WDM normalmente fazem uso de sistemas de controle, tais como potência ou ganho. Este modelo possui dois modos de operação, sendo o primeiro baseado em um controle de ganho do amplificador, relacionando os sinais de entrada e saída com ou sem o ASE gerado. O segundo modo controla o valor da potência de saída do amplificador, fornecendo um valor de ganho compatível com a potência de saída desejada.

III.2.3.1 POTÊNCIA CONTROLADA

O usuário define o valor da potência desejada na saída do amplificador. Este valor acrescido do ruído é dado por:

$$P_{out} = \sum_I P_{in}(I) * G(I) + \int_{-\infty}^{\infty} S(f, G(I)) df \quad (16)$$

Para o cálculo da potência de saída pode-se ou não incluir o ruído. O objetivo inicial é determinar os valores limites para o parâmetro livre DG , para que depois seja obtido o valor de DG que satisfaça a condição de ganho desejado.

III.2.3.2 GANHO CONTROLADO

Neste modo o usuário define o ganho desejado para o amplificador. Para o cálculo do ganho são considerados os espectros de entrada e saída sendo que o ganho total do amplificador nada mais é do que a potência total de saída (incluindo o ruído) pela potência total de entrada, que é dada por:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\sum_I P_{in}(I) * G(I) + \int_{-\infty}^{\infty} S(f, G(I)) df}{\sum_I P_{in}(I)} \quad (17)$$

O cálculo do ganho pode ou não incluir o ruído gerado pelo amplificador.

III.2.4 RESOLUÇÃO NO SIMNT

A abordagem inicial nesta modelagem é a anterior, sendo que primeiramente o número de pontos do espectro é convertido no número de canais que estão sendo simulados. Assim, se são três canais, serão usados apenas três pontos com os seus respectivos comprimentos de onda para o cálculo de DG e por conseqüência do valor do ganho e do ruído final.

O valor final do ganho pode ser controlado de duas formas: pelo valor da potência de saída ou pelo ganho total do amplificador. A modelagem para o SimNT nos modos Ganho ou Potência é similar, sendo que o objetivo

inicial é determinar os valores limites para o parâmetro livre DG , para que depois, através de um método matemático, seja obtido o valor de DG que satisfaça a condição de ganho desejado. Primeiramente tem-se que atribuir um valor inicial para ΔG , que pode ser dado por:

$$\Delta G_{in} = \log(G_1(I_r)) - \log(G_2(I_r)) \quad (18)$$

com este valor calcula-se a potência de saída. No caso do modelo estar operando no modo Potência, utiliza-se a equação (16).

Se o valor da potência para este DG for maior que o valor desejado, o método assume DG_{in} como o valor máximo e zero como o mínimo, calcula um valor intermediário e aplica novamente na equação (16). O método fica em um laço até determinar o valor final de DG .

III.3 MODELAGEM BASEADA NA CURVA DE GANHO

Nesta modelagem, são considerados apenas dois níveis de energia para o érbio, sendo os demais níveis desprezados [10]. 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 [5]:

$$\frac{dN_1(z, t)}{dt} = -[\frac{s_{sa}\Gamma_s}{hn_s A} (P_s + P_a) + \frac{s_{pa}\Gamma_p}{hn_p A} P_p] N_1 + [\frac{s_{se}\Gamma_s}{hn_s A} (P_s + P_a) + \frac{1}{t}] N_2 \quad (19)$$

$$\frac{dN_2(z, t)}{dt} = [\frac{s_{sa}\Gamma_s}{hn_s A} (P_s + P_a)] N_1 - [\frac{s_{se}\Gamma_s}{hn_s A} (P_s + P_a) + \frac{1}{t}] N_2 \quad (20)$$

onde as variáveis, s_{sa} , s_{se} , s_{pa} e s_{pe} representam as seções transversais de emissão e absorção do sinal e do bombeio respectivamente, n_s representa a frequência do sinal propagante, n_p a frequência de bombeio, G é o fator de confinamento, h a constante de Planck e A a área do núcleo da fibra.

O valor da densidade total de Er^{3+} na fibra, r , será dada por:

$$r = N_1 + N_2 \quad (21)$$

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

$$\frac{dP_p(z)}{dz} = -P_p \Gamma_p [s_{pa} N_1 - s_{pe} N_2] - a_p P_p \quad (22)$$

$$\frac{dP_s(z)}{dz} = P_s \Gamma_s [s_{se} N_2 - s_{sa} N_1] - a_s P_s \quad (23)$$

$$\frac{dP_a(z)}{dz} = P_a \Gamma_s [s_{se} N_2 - s_{sa} N_1] + s_{se} \Gamma_s N_2 h n_s \Delta n - a_s P_a \quad (24)$$

onde Dn é a banda espectral do sinal e $a_{s,p}$ representa as perdas internas do amplificador para o sinal e para o bombeio.

As equações (19)-(24) são solucionadas para as condições de estado estacionário, onde $dN/dt=0$. Nesse estado, assume-se que não ocorrem grandes variações na população de portadores nas camadas de interesse e, portanto, as equações de taxa (19)-(20) podem ser zeradas. 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 maiores que Kbps.

O valor da potência de bombeio de limiar que ocorre quando o número de portadores no nível N_1 é igual ao do nível N_2 , é obtido a partir das equações de taxa (19)-(20) no estado estacionário, considerando $s_{sa}=s_{se}$. Assim, tem-se:

$$P_p^{th} = \frac{h n_p A}{s_{pa} \Gamma_p t} \quad (25)$$

Este valor pode ser utilizado no cálculo das equações (22)-(23).

III.3.1 GANHO DO AMPLIFICADOR

O cálculo do ganho é baseado nas equações convectivas (22)-(23) e 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 integra-la ao longo de todo o comprimento da fibra do amplificador, tomando como limites às potências de entrada e saída. O valor do ganho, G , será dado por:

$$G = e^{-\frac{a_s}{a_p} \left(\frac{P_{Pout} - P_{Pin}}{P_p^{th}} - \ln \frac{P_{Pout}}{P_{Pin}} \right) + \frac{P_{Sout} - P_{Sin}}{P_p^{th}}} \quad (26)$$

onde, P_{Pin} e P_{Sin} são as potências do sinal de bombeio e do sinal propagante na entrada do amplificador respectivamente, enquanto P_{Pout} e P_{Sout} são as potências dos mesmos sinais mas agora na saída do amplificador.

Podemos reescrever a equação (26) em função do valor máximo de ganho de um amplificador, G_0 , que é obtido considerando um sinal de entrada nulo, onde o sinal de saída também será nulo, caso o ASE gerado pelo amplificador seja desprezado. Assim, o valor do ganho em função do ganho máximo é dado por:

$$G = G_0 e^{\left(\left(\frac{1-G}{G} \right) \frac{P_{Sout}}{P_p^{th}} \right)} \quad (27)$$

Pode-se substituir o valor da potência de bombeio de limiar pela potência de saturação de saída, que é fornecida nos catálogos de um amplificador óptico. O valor da potência de saturação é o valor da potência de saída na qual o ganho apresentado pelo amplificador cai em 3 dB comparado ao ganho para pequenos sinais. Assim,

$$G = G_0 \exp \left((1-G) P_{Sin} \left(\frac{\ln(2) G_0}{P_{Sat} (G_0 - 2)} \right) \right) \quad (28)$$

III.3.2 RUIDO

O valor da potência média de emissão espontânea é dado por:

$$P_{sp} = N_{sp} (G - 1) h n \Delta n \quad (29)$$

onde h é a constante de Plank, Dn a banda espectral, n a frequência central e N_{sp} o fator de emissão espontânea, que nos mostra a taxa de inversão da população, sendo dado por:

$$N_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (30)$$

III.3.3 RESOLUÇÃO NO SIMNT

O primeiro passo a ser feito após ter sido recebido o sinal é o cálculo do valor médio de potência do sinal, P_{Sin} , 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. Deriva-se a equação (28) em função da potência de entrada, sendo que quanto maior for esta potência menor será o ganho, obtendo:

$$\frac{dG}{dP_{Sin}} = - \frac{G - 1}{P_{Sin} + \frac{P_{Sat}}{G}} \quad (31)$$

$$dG_i = \frac{G_0 - 1}{i * Step + \frac{P_{Sat}}{G_0}} \quad (32)$$

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

$$G_0 = G_0 + \sum_{i=0}^I dG_i * Step \quad (33)$$

Multiplicando-se o valor do ganho máximo pelo valor do ganho obtido normalizando-se o ganho de uma curva de ganho espectral, tem-se o ganho para cada comprimento de onda. Assim, para um ganho máximo de 30 dB calculado pela equação (33), tem-se um ganho máximo de mesmo valor em um determinado comprimento de onda, como resposta de ganho do amplificador. Após obter o valor de ganho para cada comprimento de onda do espectro do sinal de entrada, aplica-se estes valores de ganho ao sinal original e tem-se o sinal de saída sem o ruído gerado pelo amplificador.

O ruído gerado da emissão espontânea amplificada, ASE, foi modelado como ruído branco, isto é, com distribuição plana ao longo do espectro. São geradas componentes espectrais cujas partes reais e imaginárias são variáveis aleatórias de distribuição gaussiana. O valor do ASE gerado no amplificador é dado pela equação (29),

e é somado, em cada instante de tempo, com o valor do campo elétrico amplificado.

O valor da figura de ruído gerado pelo amplificador é dado por:

$$NF = 10 \log_{10}(2N_{sp}) \quad (34)$$

IV. EXEMPLO DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, são apresentados alguns resultados obtidos em simulações no SimNT, utilizando os três modelos.

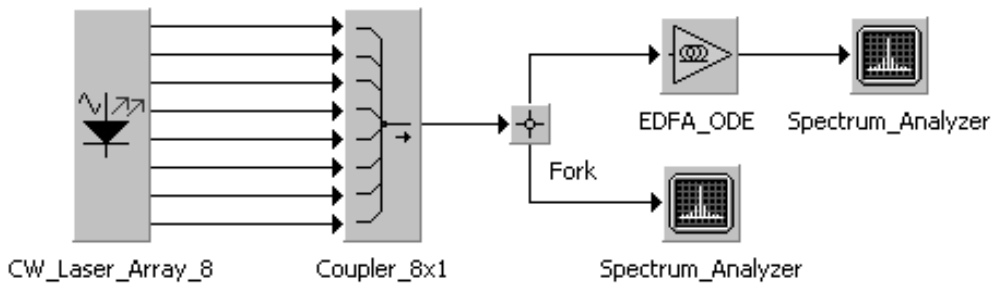


Fig. 8 – Sistema utilizado na simulação.

As Figuras 12, 13 e 14, apresentam o espectro do sinal de saída do amplificador para os três modelos. O valor do ganho médio para o primeiro modelo nesta região de operação foi de 26 dB, para o segundo foi de 24 dB enquanto para o terceiro também foi de 26 dB. A maior diferença acontece no segundo modelo, pois o mesmo utiliza curvas de ruído reais, enquanto as curvas de ruído

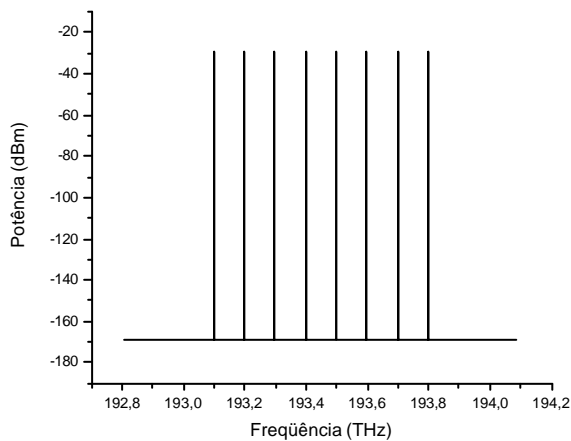


Fig. 9 – Espectro do sinal na entrada do amplificador.

para os outros modelos são geradas a partir de modelamentos. Se as curvas padrões utilizadas pelo segundo modelo fossem geradas no modelo baseado nas equações de propagação, os resultados seriam muito próximos, já que as diferenças ocorrem porque utilizou-se perfis de ganho diferentes em cada modelo. O segundo modelo operou no modo ganho controlado, com ganho total medido na saída de 30 dB.

IV.1 RESULTADOS DOS AMPLIFICADORES

O sistema utilizado na simulação consiste de 8 transmissores, lasers CW, um acoplador 3dB 8x1, o amplificador e os analisadores de espectro, como pode ser visto na Fig. 8.

São gerados 8 canais, espaçados de 100 GHz, começando em 193100 GHz. Estes canais são acoplados e inseridos diretamente no amplificador. O espectro do sinal na entrada de cada amplificador pode ser visualizado na Fig. 9. A taxa de transmissão utilizada foi de 2.5 Gbps, com 64 bits transmitidos, sendo que foram utilizadas 1024 amostras por bit, totalizando 65536 pontos.

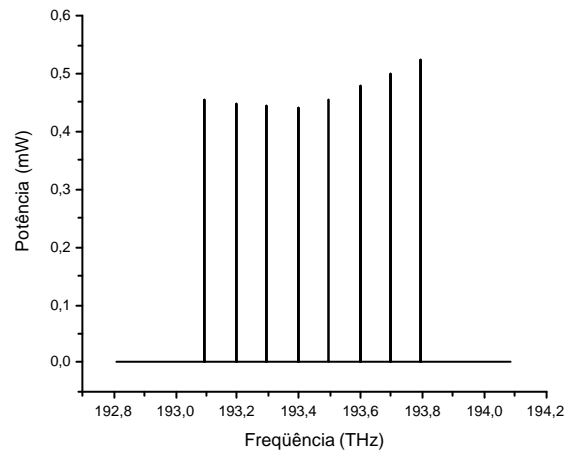


Fig. 10 – Espectro na saída do amplificador (equações de propagação).

Os tempos de simulação de cada uma das modelagens estudadas são dependentes das características da simulação. A Fig. 13 apresenta um gráfico onde é variado o número de bits que é transmitido no sistema da Fig. 8. O modelo que apresenta maior tempo de simulação é o que está baseado nas equações de propagação, como já era de se esperar, já que o mesmo é dependente diretamente do número de bits e do número de amostras que estão sendo utilizados na simulação. O segundo modelo, baseado nas curvas de ganho e ruído não apresenta esta vinculação, mas é dependente do número de canais e do número de pontos utilizados em torno do canal para a determinação do valor do ganho. O modelo baseado apenas na curva de ganho é dependente do número de passos necessários para se determinar à saturação do amplificador e do

número de pontos do espectro de entrada, sendo este o modelo que apresenta os menores tempos de simulação.

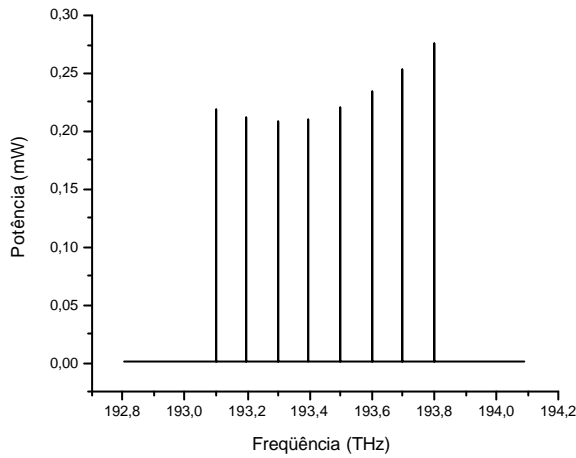


Fig. 11 – Espectro na saída do amplificador (curvas de ganho e ruído).

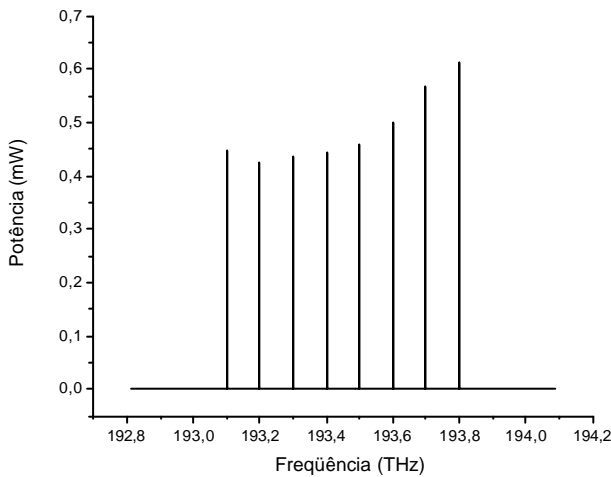


Fig. 12 – Espectro na saída do amplificador (curva de ganho).

IV.2 SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA WDM 8 CANAIS

O sistema utilizado na simulação é apresentado na Fig. 14 sendo composto por: 8 lasers com modulação externa transmitindo 64 bits a uma taxa de 2,5 Gbps e espaçados de 1 nm iniciando no comprimento de onda de 1541,5nm; um multiplexador 8x1; fibras ópticas monomodo de 80 km com dispersão deslocada para 1550 nm e atenuação de 0,3 dB/km; amplificador óptico a fibra dopada com érbio com ganho de 25 ou 30 dB; demultiplexador 1x8; fotodetector; medidor da taxa de erro, BER, e um anel que coloca em um laço a fibra e o amplificador, determinando por quantas vezes o sinal irá percorrê-los. O EDFA no laço é utilizado como um amplificador de linha enquanto o EDFA na entrada do demultiplexador é utilizado como um pré-amplificador. O modelo utilizado nesta simulação foi o baseado nas equações de propagação.

Na Fig. 15 pode-se visualizar uma pequena amostra contendo 12 bits de um total de 64 bits da seqüência transmitida pelo Laser 1. Cada laser transmite uma seqüência aleatória e independente em relação as outras fontes. Os oito sinais gerados pelas fontes são multiplexados e transmitidos pelo enlace. O enlace é

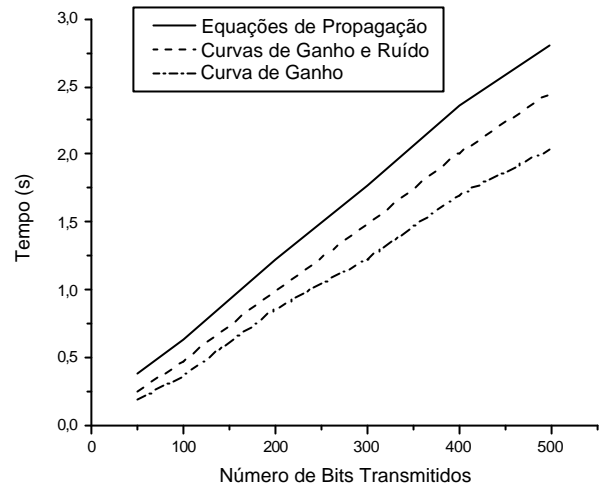


Fig. 13 – Tempo de simulação dos modelos no simulador.

composto pelo anel que faz o sinal passar cinco vezes pelos dispositivos que compõem apenas o laço. O comprimento total do enlace será de 480 km. O valor do ganho utilizado no amplificador de linha foi de 25 dB enquanto para o pré-amplificador utilizou-se um ganho de 30 dB, sendo estes os valores máximos do ganho para pequenos sinais, considerando que o amplificador está operando em um regime não saturado.

O espectro do sinal na saída do pré-amplificador utilizando um ganho de 30 dB para um enlace de 480 km é apresentado na Fig. 16. Pode-se observar que os canais não possuem valores de potência de pico iguais já que a curva de ganho do amplificador gera um ganho diferente para cada um dos canais, conforme o valor de frequência dos mesmos. Este será o sinal de entrada no demultiplexador que então filtrará o canal desejado para o receptor, fotodiodo PIN. O filtro utilizado no demultiplexador possui banda de 50 GHz com uma profundidade de 30 dB. A Fig. 17 apresenta o espectro de saída do demultiplexador.

O sinal que será detectado pelo fotodetector é apresentado na Fig. 18 sendo este sinal similar a seqüência de bits apresentada na Fig. 15, com o atraso de propagação gerado nas fibras de 2,4 ms, considerando uma velocidade de propagação da luz na fibra de 2×10^8 m/s.

O número de bits amostrado na Fig. 18 foi maior que o número de bits amostrado na Fig. 15, sendo que o número total de bits é 64.

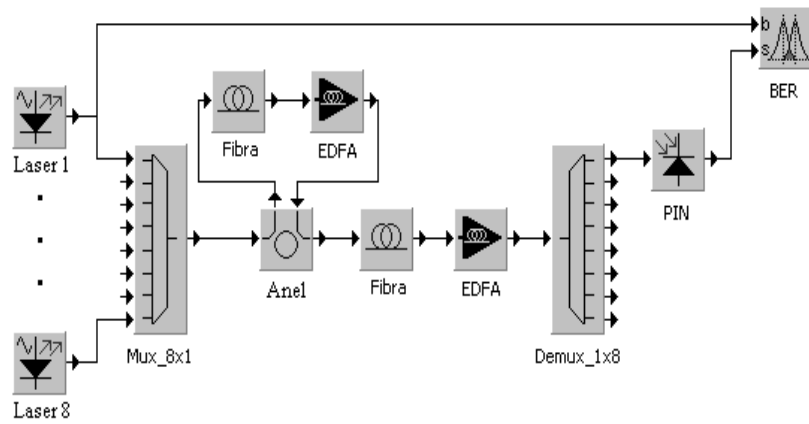


Fig. 14 – Sistema WDM de 8 canais utilizado na simulação.

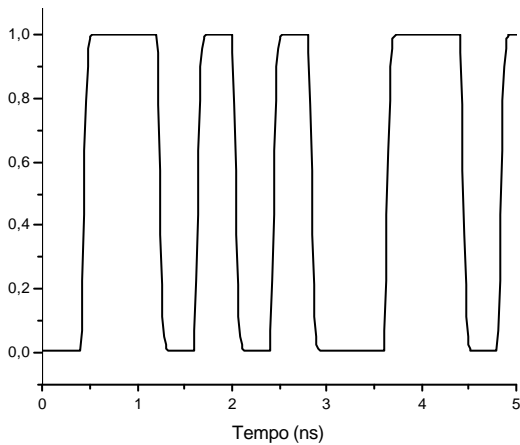


Fig. 15 – Seqüência de bits transmitida pelo Laser 1.

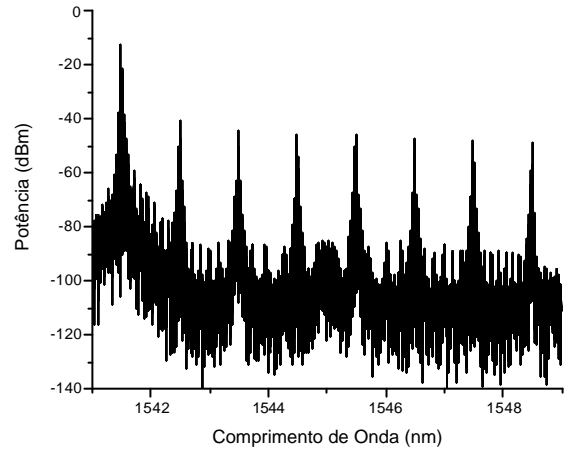


Fig. 17 – Espectro na saída do demultiplexador.

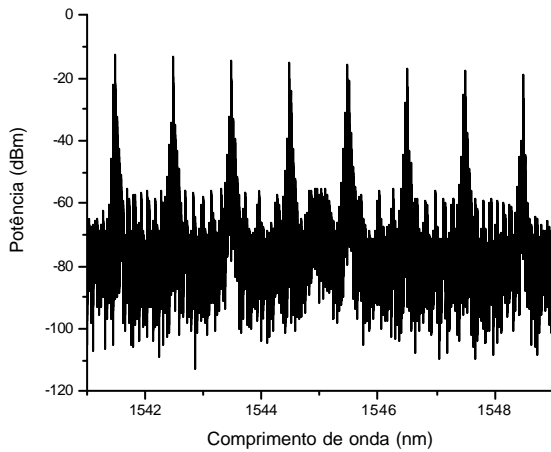


Fig. 16 – Espectro na saída do pré-amplificador.

A Fig. 19 apresenta o diagrama de olho para o enlace de 480 km.

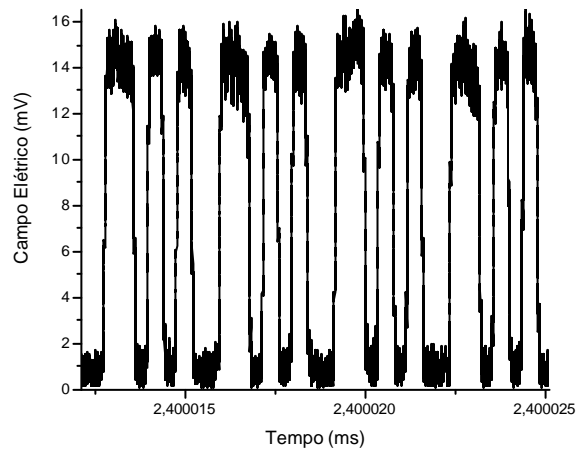


Fig. 18 – Sinal na entrada do fotodiodo PIN.

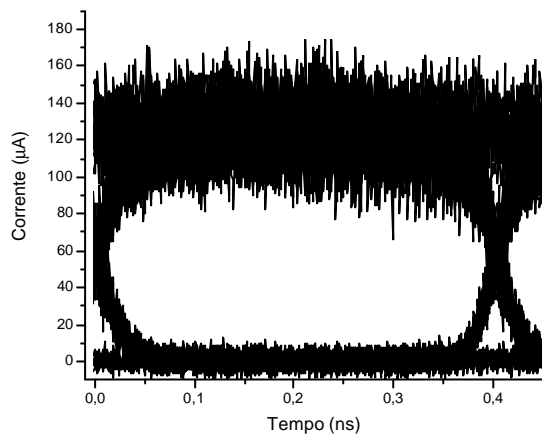


Fig. 19 – Diagrama de olho para o enlace de 480 km.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentadas três modelagens para amplificadores a fibra dopada com érbio. A primeira é baseada na resolução das equações de propagação, e apresenta um custo computacional maior, proporcional ao número de bits e amostras que está sendo simulado. Neste modelo, o usuário tem a liberdade de poder alterar parâmetros físicos do dispositivo, podendo utilizá-lo para simular um amplificador isoladamente. O segundo e terceiro modelos, baseados em curvas de ganho e ruído, apresentam um custo computacional menor, sendo mais adequados para simulações de redes ópticas onde vários amplificadores são utilizados. Estes dois modelos não exigem do usuário o conhecimento de nenhum parâmetro físico do dispositivo, apenas das curvas padrões.

A dependência existente entre o custo computacional e o número de bits e de amostras por bit no modelo baseado nas equações de propagação, não acontece tão fortemente nos outros dois modelos. O segundo modelo, baseado nas curvas de ganho e ruído, não apresenta esta dependência diretamente, mas exige do usuário um conhecimento mais profundo da modelagem para que se possa determinar os parâmetros que serão utilizados para otimizar a simulação, sem que haja detrimento do resultado final. O terceiro modelo, baseado apenas na curva de ganho, apresenta o menor custo computacional, quando opera em um regime não saturado. A potência total de entrada influi diretamente no seu desempenho, conforme as equações (32)-(34). Este modelo deve ser utilizado apenas para ganho em pequenos sinais.

VI. AGRADECIMENTOS

Gostaríamos de agradecer à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, FAPESP, pelo suporte dado a este trabalho.

VII. REFERÊNCIAS

- [1] S. Kawai, H. Masuda, K. Suzuki and K. Aida, "Ultrawide, 75-nm 3-dB gain-band optical amplifier utilizing erbium-doped fluoride fiber and Raman fiber", *OFC'98, Thechnical Digest*, 1998.
- [2] 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, nº 12, Dez.1989.
- [3] E. Desurvire, C. R. Giles e J.R. Simpson, "Gain Dynamics of Erbium-Doped Fiber Amplifiers", *SPIE, Fiber Laser Sources and Amplifiers* Vol. 1171, 1989.
- [4] B. Pedersen, A. Bjarklev, O. Lumholt, e J. H. Povlsen, "Detailed Design Analysis of Erbium-Doped Fiber Amplifiers", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 3, nº 6, Jun.1991.
- [5] C. R. Giles e E. Desurvire, "Propagation of Signal and Noise in Concatenated Erbium-Doped Fiber Optical Amplifiers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 9, nº 2, Feb.1991.
- [6] C. R. Giles e E. Desurvire, "Modeling Erbium-Doped Fiber Optical Amplifiers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 9, nº 2, Feb.1991.
- [7] N. A. Olsson, "Lightwave Systems With Optical Amplifiers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 7, nº 7, Jul.1989.
- [8] 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, nº 10, Oct.1990.
- [9] 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, nº 7, Jul.1998.
- [10] M. R. N. Ribeiro, "Padrões de Taxa de Erro em Enlaces Ópticos de Alta Velocidade", *Tese de Mestrado em Eng. Elétrica, UNICAMP* – 1996.
- [11] C. R. Giles e D. Di Giovanni, "Spectral Dependence of Gain and Noise in Erbium-Doped Fiber Amplifiers", *IEEE Photonics Letters*, Vol. 2, nº 11, Nov.1990.
- [12] K. Bertilsson e P. A. Andrekson, "Modeling of Noise in Erbium-Doped Fiber Amplifiers in the Saturated Regime", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 12, nº 7, Jul.1994.
- [13] S. Donati e G. Giuliani, "Noise in na Optical Amplifier: Formulation of a New Semiclassical Model", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 33, nº 9, Sept.1997.
- [14] 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, 1992.
- [15] J. Klein, L. S. Mendes, M. R. N. Ribeiro, H. Waldman, M. L. Bottoli, "SimNT: A Communication System Simulation Enviroment", *CAMAD98*.
- [16] M. L. Bottoli, L. S. Mendes, "Um Ambiente de Simulação para Sistemas Ópticos", *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBRT 2001, Fortaleza, Ceará*.

[17] J. Klein, L. S. Mendes, "SimNT - Um Ambiente para Simulação de Sistemas de Comunicação", SBT, Sept.1997.

Esta curva é obtida utilizando-se os mesmos parâmetros usados para gerar a curva G_2 com a diferença de que o sinal de teste (-20 dBm) agora é retirado, restando apenas o sinal de potência elevada no comprimento de onda I_r . Deve-se lembrar que para garantir uma saturação constante o valor de todas as potências deve ser menor que o valor da potência do sinal elevado (no caso -10 dBm).

APÊNDICE A

OBTENÇÃO DAS CURVAS DE GANHO E RÚIDO

Estas curvas são essenciais para o funcionamento do modelo e devem ser obtidas experimentalmente com um amplificador ou através da simulação de um modelo de amplificador óptico que as forneça.

- Curvas de Ganho

O primeiro perfil de ganho G_1 é obtido com o amplificador operando em um regime de saturação constante. Isto pode ser obtido através de um sinal de entrada com valor elevado de potência, tipicamente -10 dBm , com um comprimento de onda constante I_r (1540 nm). Juntamente com este sinal é adicionado um sinal de teste, de baixa potência, tipicamente -30 dBm , sendo que seu comprimento de onda é variado entre dois limites, normalmente $1530\text{-}1570 \text{ nm}$. Com o valor obtido para o ganho em cada comprimento de onda obtém-se o perfil da curva de ganho. Para o perfil de ganho G_2 o sinal de teste agora tem uma potência maior, tipicamente -20 dBm , o que causa uma mudança na curva do perfil de ganho devido a saturação do amplificador. Com o valor obtido para o ganho em cada comprimento de onda obtém-se o perfil da curva de ganho. Como a soma das potências tem que ser maior, os valores de ganho para esta segunda curva são menores, pois a saturação é maior.

- Curva de Ruído