

MODELAMENTO DE AMPLIFICADORES A FIBRA DOPADA COM ÉRIBIO PARA SIMULAÇÕES NO SIMNT

M. L. Bottoli, J. Klein, L. Mendes

Departamento de Comunicações - Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação

Universidade Estadual de Campinas - Campinas SP - Brasil

E-mail: bottoli, lmendes@decom.fee.unicamp.br

RESUMO

Neste trabalho apresentamos dois modelamentos feitos para amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio, para uso em simulações de sistemas ópticos no SimNT, Simulador de Sistemas de Comunicação. O primeiro modelo é numérico e baseado na resolução das equações de propagação do sinal na fibra dopada enquanto o segundo utiliza curvas padrões de ganho e ruído, sendo que para sua simulação 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.

1. INTRODUÇÃO

Os EDFAs surgiram como uma alternativa ao uso dos amplificadores semicondutores e principalmente ao uso de sistemas regeneradores de sinais em sistemas ópticos. Quando o comprimento de um enlace excede os limites passivos práticos, os regeneradores recebem e transmitem o sinal, restabelecendo seu nível bem como sua fidelidade. Sistemas regeneradores são muito caros (para WDM) e uma vez instalados limitam a capacidade do enlace. Quando os EDFAs são utilizados, estes sistemas 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, sendo que 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 em sistemas WDM[3]; 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. A desvantagem desta troca é que o amplificador óptico não regenera o sinal, continuando a existir o limitante da dispersão.

Na literatura existem vários modelamentos para os EDFAs, sendo que alguns tratam a representação das características de ganho e emissão espontânea com maior exatidão[3][4]-[7]. Outros preferem adotar uma abordagem que representa o comportamento de um ponto de vista sistêmico, desprezando a análise do comportamento interno do amplificador[8]. Existem também os modelos analíticos[1][9][10] que normalmente são baseados em hipóteses simplificadoras, tornando o modelo mais limitado para simulações de amplificadores, mas que muitas vezes são suficientes para simulações de enlaces e redes.

Os modelos mais realísticos são os numéricos[1][3][4], mas também são os de maior custo computacional. 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.

O primeiro modelo a ser apresentado é um modelo numérico[3][4] que também pode ser utilizando para a simulação não apenas de enlaces e redes mas do funcionamento de um amplificador óptico isoladamente. O segundo modelo[10] foi desenvolvido para tornar mais rápida a simulação de grandes redes ópticas, com vários enlaces. Este modelo utiliza curvas padrões de ganho e ruído obtidas de um amplificador real. Além dos modelamentos apresentados acima, existem ainda uma grande quantidade de modelos desenvolvidos que podem ser encontrados na literatura, como por exemplo [11]-[15].

Neste artigo, apresentamos inicialmente o SimNT, em seguida, os modelamentos desenvolvidos para o simulador bem como alguns resultados obtidos.

2. SimNT

O SimNT é um simulador de sistemas de comunicação desenvolvido no Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP e que surgiu da necessidade de se ter à disposição um aplicativo que permitisse a simulação de sistemas de comunicações (em particular sistemas de comunicações ópticas) e fornecesse recursos para o desenvolvimento de novos modelos de dispositivos. O SimNT foi desenvolvido em C++, e com isto usa a programação orientada para objetos. O SimNT foi desenvolvido para o sistema operacional WINDOWS 95/98/NT e na figura 1 pode-se visualizar a sua interface gráfica.

Seu princípio de funcionamento é similar ao DDF (*Dynamic Data Flow*) do programa *Ptolemy*[16], que teve origem no programa *BLOSIM*[17]. Uma interface gráfica amigável serve de ambiente de trabalho para o usuário entrar com a topologia e parâmetros do sistema a ser simulado. 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.

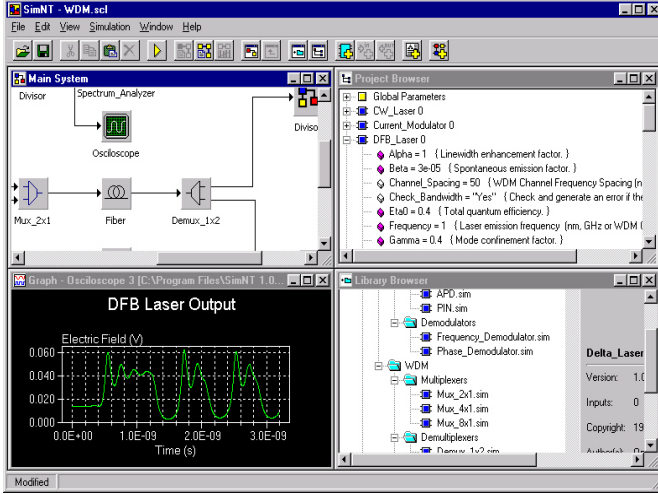


Figura 1 – Interface gráfica do SimNT.

3. EDFAs

3.1 Modelamento Baseado nas Equações de Propagação

O modelamento que será apresentado foi realizado 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 baseado no modelamento apresentado por Desurvire[3]. O diagrama simplificado dos níveis de energia do érbio pode ser visualizado na Figura 2.

Por definição, o nível 1 corresponde ao nível fundamental, o 2 ao metaestável e o 3 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 3 níveis para este modelamento.

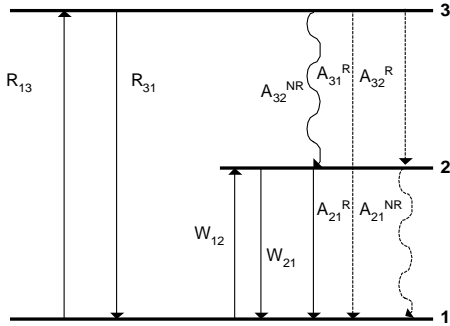


Figura 2 – Diagrama simplificado dos níveis de energia do érbio.

A taxa de bombeio 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 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 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. 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,

$$\rho = N_1 + N_2 + N_3 \quad (1)$$

Definindo $P_s^+(z, \nu)$ e $P_s^-(z, \nu)$ como as potências ópticas propagante e contra-propagante 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:

$$\frac{dP_s^+(z, \nu)}{dz} = +\{\gamma_e(z, \nu)[P_s^+(z, \nu) + P_0] - \gamma_a(z, \nu)P_s^+(z, \nu)\} \quad (2)$$

$$\frac{dP_s^-(z, \nu)}{dz} = -\{\gamma_e(z, \nu)[P_s^-(z, \nu) + P_0] - \gamma_a(z, \nu)P_s^-(z, \nu)\} \quad (3)$$

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[3]. 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.

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

$$P_0 = 2h\nu_s \Delta \nu \quad (4)$$

Neste modelamento, a ASE é amplificada durante as iterações juntamente com o sinal, sendo que por isso não aparece o 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:

$$\frac{dP_p(z)}{dz} = -\gamma_p(z)P_p(z) \quad (5)$$

onde $\gamma_p(z)$ 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 é invariante com o tempo, isto é, $dN_i/dt = 0$. Fazendo os cálculos obtém-se o valor de N_1 , N_2 , e N_3 . Utilizando estes valores e fazendo algumas simplificações e considerações dadas por [3], obtém-se o coeficiente de absorção do bombeio:

$$\gamma_p(z) = \rho \sigma_p \Gamma_p \frac{1 + V_{21}(v) + \delta[U + V_{12}(v)]}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(v)} \quad (6)$$

Os coeficientes de absorção e emissão para o sinal são:

$$\gamma_a(z, v) = \rho \sigma_a(v) \Gamma_s \frac{1 + V_{21}(v)}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(v)} \quad (7)$$

$$\gamma_e(z, v) = \rho \sigma_e(v) \Gamma_s \frac{1 + V_{12}(v)}{1 + U + (V_{12} + V_{21})(v)} \quad (8)$$

As variáveis $\sigma_a(v)$ e $\sigma_e(v)$ são as seções transversais de absorção e emissão [3] enquanto U e $V_{12,21}$ são dados por:

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

3.1.1 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 Figura 3. Os sinais vão sendo integrados de $z=0$ até $z=L$ (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 da ASE gerada no amplificador.

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 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 da ASE dada pela equação (4).

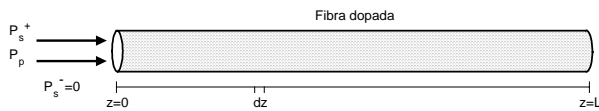


Figura 3 – Condições iniciais de P_s^+ , P_s^- e P_p .

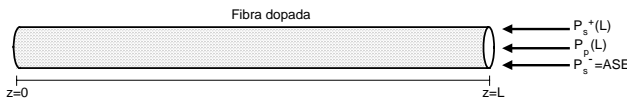


Figura 4 – Condições de fronteira para a propagação na direção $-z$.

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 $-z$, 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 $z=L$.

3.1.2 Resolução no SimNT

Após ser recebido pelo modelo, o sinal 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 Figura 5, contendo 4 canais, chega-se ao espectro apresentado na Figura 6, onde somente existe sinal nos pontos onde localizam-se os canais.

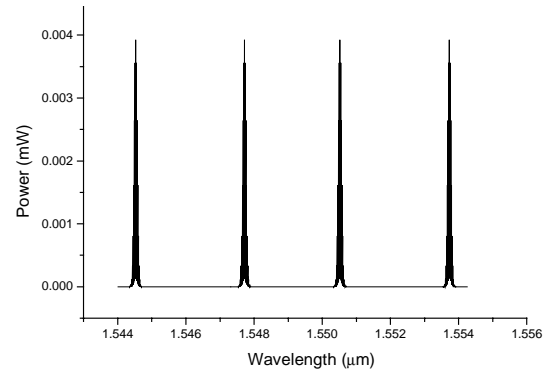


Figura 5 – Espectro recebido pelo modelo.

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 (como normalmente é o número de pontos recebido pelo modelo) para o espectro torna também elevado o custo computacional da simulação. A necessidade de se operar com um número menor de pontos torna-se indispensável quando deseja-se otimizar o custo computacional.

Como os valores das frequências dos canais são previamente conhecidos, já que o modelo recebe estes dados através de uma propriedade, é feita uma varredura no espectro procurando essas frequências (quando existe mais de 1 canal). Para cada frequência, o valor da potência é substituído pelo valor da potência integrada, conforme espectro da Figura 6. Agora tem-se o mesmo espectro apresentado na Figura 6, 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 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 os espectros em dBm após a resolução das equações de propagação com o apresentado na Figura 6.

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 visualizado na Figura 7.

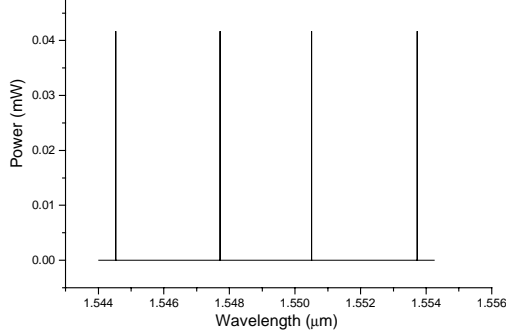


Figura 6 – Espectro gerado pelo modelo após integrar canais em uma banda fornecida pelo parâmetro *Bandwidth*.

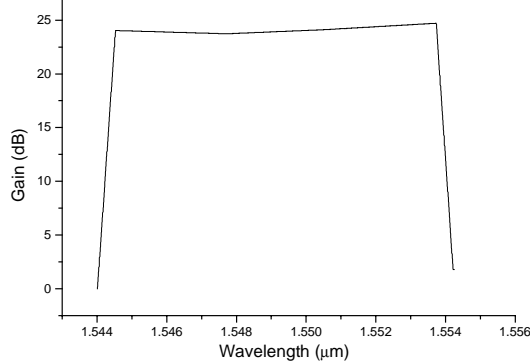


Figura 7 – Curva de ganho aproximada para o espectro que está sendo simulado.

3.2 Modelamento Baseado nas Curvas de Ganho e Ruído

Neste modelamento, 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 um outro modelamento de amplificador onde os parâmetros físicos são variáveis que podem ser alteradas, tal como o modelamento anterior. O modelo é totalmente caracterizado com estas curvas e a partir delas é possível determinar o ganho espectral para qualquer ponto de operação. Este modelamento foi baseado em [10].

3.2.1 Ganho do Amplificador

De [10] temos que o ganho efetivo característico de um amplificador é dado por:

$$\log G(\lambda) = T_{\lambda_r}(\lambda) [\log G(\lambda_r) - \log G^r(\lambda_r)] - \log G^r(\lambda) \quad (10)$$

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

Para obtermos a função $T_{\lambda_r}(\lambda)$ 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:

$$T(\lambda) = \frac{\log G_1(\lambda) - \log G_2(\lambda)}{\log G_1(\lambda_r) - \log G_2(\lambda_r)} \quad (11)$$

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

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

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

3.2.2 Ruído

A densidade espectral de ruído é dada por:

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

sendo h a constante de Planck, f a frequência óptica e $NF(\lambda)$ a figura de ruído. O modelo irá calcular internamente o valor da figura de ruído a partir da curva de ruído recebida que deve ter sido gerada nas mesmas condições da curva de ganho $G_2(\lambda)$. O cálculo de $NF(\lambda)$ é dado por [7]:

$$NF(\lambda) = 10 * \log \left[\frac{S(\lambda)}{h * f * (G(\lambda) - 1)} \right] \quad \text{sendo } S(\lambda) = \frac{P(\lambda)}{\Delta f_{OSA}} \quad (14)$$

sendo Δf_{OSA} 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:

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

3.2.3 Resolução no SimNT

A abordagem inicial deste modelamento é idêntica a do modelo anterior, sendo que primeiramente o número de pontos do espectro é convertido no número de canais que estão sendo simulados. Assim, se são 3 canais, serão usados apenas 3 pontos com os seus respectivos comprimentos de onda para o cálculo de ΔG e por consequência 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 ΔG , para que depois, através de algum método matemático, seja obtido o valor de ΔG que satisfaça a condição de ganho desejado. Primeiramente tem-se que atribuir um valor inicial para ΔG , que pode ser dado por:

$$\Delta G_1 = \log(G_1(\lambda_r)) - \log(G_2(\lambda_r)) \quad (16)$$

com este valor calcula-se a potência de saída, no caso de modelo estar operando no modo Potência:

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

Se o valor da potência para este ΔG for maior que o valor desejado, o método assume ΔG_{in} como o valor máximo e zero como o mínimo, calcula um valor intermediário e aplica novamente na equação (17). O método fica em um laço até determinar o valor final de ΔG .

4. RESULTADOS

Nesta seção, são apresentados alguns resultados obtidos em simulações no SimNT, utilizando os dois modelos. O sistema utilizado na simulação consiste de 8 transmissores (laser CW), um acoplador 3dB 8x1, o amplificador e analisadores de espectro, como pode ser visto na Figura 8.

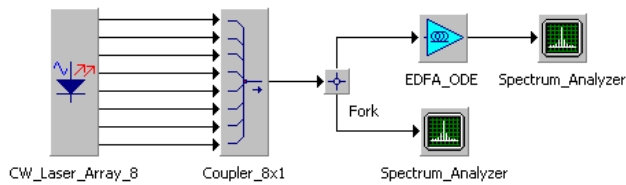


Figura 8 – Sistema utilizado na simulação.

São gerados 8 canais, espaçados de 1 nm, começando em 1545nm. Estes canais são acoplados e inseridos diretamente no amplificador. O espectro do sinal de entrada no amplificador pode ser visualizado na Figura 9. A taxa de transmissão utilizada foi de 2.5 GB/s, com 64 bits transmitidos, sendo que foram utilizados 1024 amostras por bit, totalizando 65536 pontos.

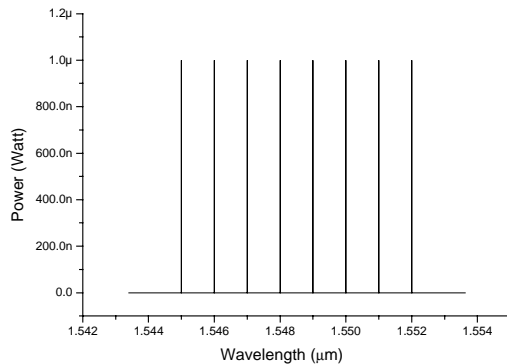


Figura 9 – Espectro do sinal de entrada do amplificador.

As Figuras 10 e 11, apresentam o espectro do sinal de saída do amplificador para os dois modelos. O valor do ganho médio para o primeiro modelo nesta região de operação foi de 22 dB enquanto para o segundo foi de 21 dB. Os resultados obtidos nos dois modelamentos não apresentam diferenças significativas. Se as curvas padrões utilizadas pelo segundo modelo fossem geradas no modelo baseado nas equações de propagação, os resultados seriam ainda mais próximos, já que as diferenças ocorrem porque utilizou-se perfis de ganho diferentes em cada modelo. O segundo modelo operou no modo potência controlada, com potência total de saída de 1 mW.

Na Tabela 1 são apresentados os tempos aproximados de simulação para diferentes números de amostras e bits para o modelo baseado nas equações de propagação. Pode-se observar que o aumento do número de bits ou de amostras por bit eleva o tempo de simulação deste modelo. Isto não ocorre para o

segundo modelo já que este é dependente apenas do número de canais e não do número de bits e amostras por bit.

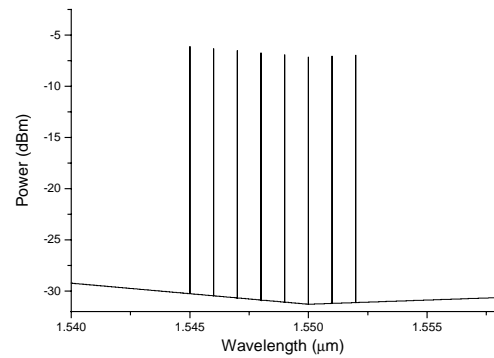


Figura 10 – Espectro na saída do amplificador (equações de propagação).

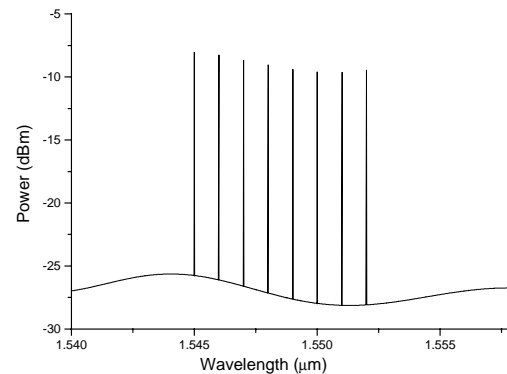


Figura 11 – Espectro na saída do amplificador (curvas de ganho e ruído).

Modelo	Nº Bits	Amostras/bit	Tempo EDFA	Tempo Total
EDFA baseado nas equações de propagação	8	1024	< 1 s	2 s
		2048	> 1 s	4 s
	32	1024	< 3 s	7 s
		2048	< 4 s	17 s
	64	1024	> 4 s	15 s
		2048	< 6 s	30 s

Tabela 1 – Tempo de simulação para diferentes bits e amostras por bit.

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentados dois modelamentos para amplificadores a fibra dopada com érbio. O primeiro é baseado 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 pode alterar parâmetros físicos do dispositivo, utilizando-o para simulação de um amplificador isoladamente. O segundo modelo, baseado em curvas de ganho e ruído, é mais rápido e adequado para simulações de redes ópticas WDM, onde um grande número de pontos é utilizado. Este modelo não necessita do conhecimento de nenhum parâmetro físico do dispositivo, apenas das curvas padrões.

6. AGRADECIMENTOS

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

7. REFERÊNCIAS

- [1] E. Desurvire, "Erbium-Doped Fiber Amplifiers – Principles and Applications", *J. Wiley*, pp. 03-36, 410-419, 591-595, 655-657, New York, 1994.
- [2] 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, Technical Digest, pp 32-33, 1998.
- [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] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] N. A. Olsson, "Lightwave Systems With Optical Amplifiers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 7, n° 7, julho 1989, pp. 1071-1082.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] M. R. N. Ribeiro, "Padrões de Taxa de Erro em Enlaces Ópticos de Alta Velocidade", Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, UNICAMP – 1996.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] S. Donati e G. Giuliani, "Noise in na Optical Amplifier: Formulation of a New Semiclassical Model", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 33, n° 9, setembro 1997, pp. 1481-1488.

- [15] 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.
- [16] *Ptolemy 0.5 User's Manual*, Vol 1, University of California at Berkeley.
- [17] D. G. Messerschmitt, "A Tool for Structured Functional Simulation", *J. Select. Areas in commun.*, vol SAC-2, pp. 8-29, janeiro, 1984.

APÊNDICE A

Obtenção das Curvas de Ganho e Ruído

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 G_1 e G_2

O primeiro perfil de ganho 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 λ_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 1530-1570 nm. Com o valor obtido para o ganho em cada comprimento de onda obtém-se o perfil da curva de ganho. Para o segundo perfil 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

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 λ_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).