

Limites em Amplificadores Raman com Fibras Compensadoras de Dispersão

Shirley P. Neves Cani, Márcio Freitas, Renato T.R. Almeida, e Luiz C. Calmon, *Membro IEEE*

Resumo— Este trabalho verifica os limites da amplificação Raman utilizando fibras compensadoras de dispersão (DCF) com bombeamento contra-propagante. São investigados amplificadores em enlaces de comprimentos variados, e também em cascata. Os limites de alcance são obtidos através da análise da relação sinal/ruído, e da penalidade de abertura do diagrama de olho.

Palavras Chave— Comunicações Ópticas, Amplificadores Raman, Modelamento.

Abstract— This work investigates the limits of Raman amplification in counter-pumped systems with dispersion compensated fibers (DCF). Amplifiers in links with different lengths and in tandem are investigated. The length limits are obtained through signal to noise ratio and eye penalty analysis.

Index Terms—Optical Communication, Raman Amplifiers, Modelling.

I. INTRODUÇÃO

Amplificadores Raman vêm se tornando populares em sistemas de comunicações ópticas por oferecerem vantagens sobre os Amplificadores Dopados com Érbio (EDFA). Dentre as vantagens, a flexibilidade de localização, uma menor inserção de ruído e a possibilidade de amplificação em qualquer comprimento de onda da banda útil das fibras, motivam a investigação do seu comportamento em configurações variadas. Em [1] foram feitas investigações sobre o ganho de sinal (SG) do amplificador Raman com diferentes tipos de fibra, comprimentos de enlace e potências de bombeamento, nas configurações co-propagante e contra-propagante. Verificou-se neste estudo que a fibra DCF apresentava o maior ganho, mas causava a maior degradação nos bits transmitidos, sugerindo o emprego de um esquema de compensação de dispersão. Em [2] foram investigados enlaces ópticos compostos pelas fibras SMF-DCF em esquema de compensação de dispersão. Os resultados obtidos mostraram que para potências de bombeamento entre 150 a 400 mW, a degradação dos bits foi menor quando a potência do sinal se situava entre -20 e 0 dBm, obtendo-se respectivamente relações sinal ruído ópticas (OSNR) entre 10 e 24 dB.

Baseado nestes resultados, o presente trabalho investiga os limites de alcance de amplificadores Raman compostos de enlaces com fibras SMF-DCF em esquema de compensação de dispersão, assumindo uma potência de sinal de entrada de -10 dBm (por apresentar em [2] os resultados de menor penalidade de abertura de olho), de tal forma que a potência de sinal de saída seja a mesma da entrada (ganho líquido

zero). Desta maneira a amplificação Raman se destina somente a vencer a atenuação introduzida pelas perdas ao longo dos enlaces, e o esquema utilizado proporciona um padrão uniforme para a análise de múltiplos enlaces amplificados. Serão investigados a relação sinal/ruído e a penalidade nos bits para cada configuração do amplificador. Nossa análise incorpora interações dinâmicas entre sinal e bombeamento, efeitos de dispersão e não linearidades das fibras, ruído de emissão espontânea amplificada (ASE), e espalhamento de Rayleigh.

II. MODELO DO SISTEMA

No presente trabalho investigamos o desempenho de amplificadores Raman em enlaces de diversos comprimentos compostos de fibras SMF-DCF em esquema de compensação total de dispersão. A taxa de transmissão escolhida foi 10 Gbps. A análise é conduzida em sistemas consistindo de um único canal no comprimento de onda $\lambda_s = 1586$ nm, e de um bombeamento contra propagante no comprimento de onda $\lambda_p = 1480$ nm. Parâmetros das fibras estão mostrados na tabela 1.

TABELA 1.
CARACTERÍSTICAS DAS FIBRAS

Parâmetros das Fibras	Monomodo SMF	Compensadora de Dispersão DCF
$\alpha_{p,s}$ dB/km (atenuação)	0.19	0.412
A_{eff} μm^2 (área efetiva)	80	15.3
$G_R \times 10^{-14}$ m/W (pico do ganho de Raman)	1.52	3.93
γ_R dB/km (coeficiente de Rayleigh)	-38	-38
D_{1480} ps/km-nm (dispersão)	13.08	-84
D_{1586} ps/km-nm	19.016	-105.2

A. Análise de Potência

As equações que governam a evolução e trocas de potência entre o bombeamento contra-propagante e o sinal, são [3]:

$$\begin{aligned} \frac{dP_p}{dz} &= \alpha_p P_p + g_p (P_s^+ + P_s^- + 4N_E) P_p & (\text{bombeamento}) \\ \frac{dP_s^+}{dz} &= -\alpha_s P_s^+ + g_s P_p (P_s^+ + 2N_E) + \gamma_R P_s^- & (\text{sinal}) \\ \frac{dP_s^-}{dz} &= \alpha_s P_s^- - g_s P_p (P_s^- + 2N_E) - \gamma_R P_s^+ & (\text{sinal espalhado}) \end{aligned} \quad (1)$$

Onde $g_R = \frac{(f_p - f_s)}{1.5 \times 10^{13}} G_R$ é o coeficiente de ganho de Raman entre o bombeamento e o sinal [4];

$$g_s = \frac{g_R}{A_{eff}}, \quad e \quad g_p = \frac{\omega_p}{\omega_s} g_s;$$

$N_E = h f_s \Delta\nu$ é a potência de ruído Raman de emissão espontânea com largura de banda $\Delta\nu$ em torno de f_s . ($\Delta\nu = 0.5nm$ [5])

γ_R coeficiente de espalhamento de Rayleigh;

$\alpha_{p,s}$ coeficientes de atenuação para bombeamento e sinal.

Em (1) foi levado em conta a interação entre bombeio e sinal, o ruído gerado pela emissão espontânea e o espalhamento de Rayleigh. A dependência do ruído com a temperatura foi desprezada [8]. O problema (1) trata-se de um problema de valores de contorno cuja solução pode ser obtida através de métodos numéricos [7], ou alternativamente por métodos iterativos [8]. Ambos os métodos foram implementados, e os resultados concordaram.

B. Análise de Sinais

Para análise da propagação do sinal (transmissão dos bits) as equações (1) não modelam corretamente o problema, visto que a informação de fase não é contemplada pela formulação. Sendo assim, a degradação dos pulsos (bits), devido a efeitos de dispersão e não linearidades, não é levada em conta.

Para análise da propagação de sinais as seguintes equações não lineares de Schrödinger [6] para as amplitudes $A_{p,s}$, do bombeamento e do sinal respectivamente, se aplicam [2]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_p}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_{2p} \frac{\partial^2 A_p}{\partial T^2} - \frac{j}{6} \beta_{3p} \frac{\partial^3 A_p}{\partial T^3} - \frac{\alpha_p}{2} A_p = \\ j\gamma_p \left(|A_p|^2 + \left(\sum_{n=1}^{N_c} 2|A_n|^2 \right) - 2|A_p|^2 \right) A_p + \frac{g_p}{2} \left(|A_s^+|^2 + |A_s^-|^2 + 4N_E \right) A_p \end{aligned} \quad (2)$$

(bombeamento contra-propagante)

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_s^+}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_{2s} \frac{\partial^2 A_s^+}{\partial T^2} - \frac{j}{6} \beta_{3s} \frac{\partial^3 A_s^+}{\partial T^3} + \frac{\alpha_s}{2} A_s^+ = \\ j\gamma_s \left(|A_s^+|^2 + \left(\sum_{n=1}^{N_c} 2|A_n|^2 \right) - 2|A_s^+|^2 \right) A_s^+ + \frac{g_s}{2} \left(|A_p|^2 \right) A_s^+ \end{aligned} \quad (*)$$

(sinal propagante)

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_s^-}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_{2s} \frac{\partial^2 A_s^-}{\partial T^2} - \frac{j}{6} \beta_{3s} \frac{\partial^3 A_s^-}{\partial T^3} - \frac{\alpha_s}{2} A_s^- = \\ j\gamma_s \left(|A_s^-|^2 + \left(\sum_{n=1}^{N_c} 2|A_n|^2 \right) - 2|A_s^-|^2 \right) A_s^- - \frac{g_s}{2} \left(|A_p|^2 \right) A_s^- \end{aligned} \quad (*)$$

(sinal contra-propagante)

(*) nas equações (2) que envolvem os sinais (indicadas com um asterisco) os termos de ASE e espalhamento de Rayleigh são difíceis de serem explicitados, entretanto estes efeitos são incluídos na formulação, conforme explicado a seguir.

Em (2), $\gamma_{p,s} = \frac{2\pi N_2}{\lambda_{p,s} A_{eff}}$ é o parâmetro não linear; com

$$N_2 = 2.45 \times 10^{-20} \text{ (m}^2/\text{W)} ;$$

g_p, g_s, N_E são os mesmos usados nas equações de potência;

N_c é o número de amplitudes complexas propagantes.

A_p, A_s^+ e A_s^- correspondem às amplitudes complexas do bombeio, sinal propagante e sinal contra-propagante, respectivamente.

Em (2) estão incluídas: dispersão por velocidade de grupo (GVD), dispersão de alta ordem $\beta_{3p,s}$, Auto Modulação de Fase (SPM), Modulação Cruzada de Fase (XPM), Espalhamento Estimulado de Raman (SRS), e contribuições de ruído ASE no bombeio.

A solução de (2) é obtida pelo método split-step de Fourier [6], onde a inserção de ASE e espalhamento de Rayleigh é feito nas equações de sinal a cada passo, de acordo com os termos correspondentes das equações de potência.

Termos de amplitude relacionados com ruído ASE e espalhamento de Rayleigh podem ser identificados como:

$$A_{s,NE}^+, A_{s,NE}^-, A_{s,R}^+, A_{s,R}^-.$$

$A_{s,NE}^+$ e $A_{s,NE}^-$ são as contribuições de ruído de ASE para o sinal propagante e contra-propagante em cada passo do procedimento. Estas amplitudes são modeladas como variáveis aleatórias complexas com média zero e potência média igual a N_E .

$|A_{s,R}^+|^2 = \gamma_R P_s^-$ e $|A_{s,R}^-|^2 = \gamma_R P_s^+$ são termos relacionados com a potência espalhada de Rayleigh contribuindo para os sinais propagante e contra-propagante em cada passo.

Assim, para levar em conta o ruído ASE e o espalhamento de Rayleigh em (2*), uma solução pode ser construída tomando-se a cada passo não linear [6] as amplitudes resultantes A_s^+ e A_s^- , convertendo-as para potências, e incluindo-se neste passo as contribuições de ruído ASE e espalhamento de Rayleigh como nas equações correspondentes de potência. As potências resultantes de sinal após este passo são então convertidas de volta para amplitudes (considerando as fases dos sinais as mesmas antes da inserção destes termos) para proceder ao próximo passo na solução. Este enfoque assume que as mudanças de fase infringidas ao sinal pelo ruído de ASE a cada passo do procedimento são desprezíveis. Esta é uma assunção perfeitamente aceitável em sistemas reais visto que as amplitudes de ruído geradas em uma pequena seção da fibra

são geralmente muito pequenas quando comparadas com as amplitudes dos sinais existentes.

A validade deste enfoque foi confirmada aplicando-se esta análise à uma seqüência de somente bits 1 e a outra de somente bits 0, e comparando-se os resultados com os obtidos pela análise de potências (1). Em todos os casos testados os resultados para as potências médias obtidas pelos dois procedimentos concordaram.

III. SISTEMA PROPOSTO

A configuração para o amplificador Raman em esquema de pós-compensação, com bombeamento contra-propagante ao sinal está mostrada na Fig. 1.

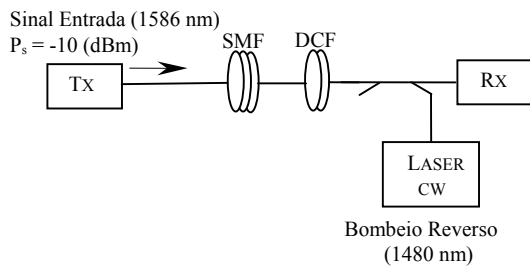


Fig. 1. Configuração do Amplificador Raman em um enlace de fibra SMF pós-compensado com fibra DCF.

O ganho de sinal (SG) do amplificador é definido como:

$$SG = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_s^+(L)}{P_s^+(0)} \text{ (dB)} \quad (3)$$

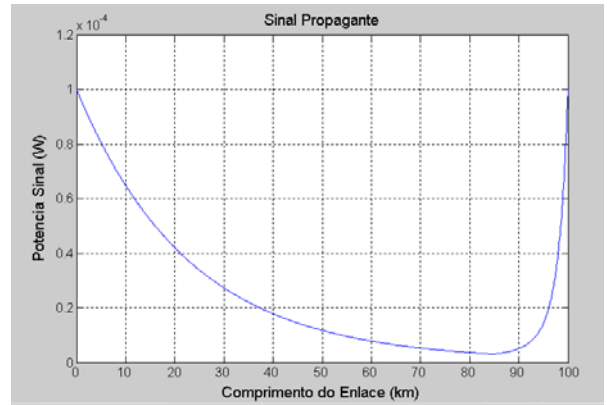
A relação sinal ruído óptica (OSNR) é definida como:

$$OSNR = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_s^+(L)}{P_{ASE}(L)} \text{ (dB)} \quad (4)$$

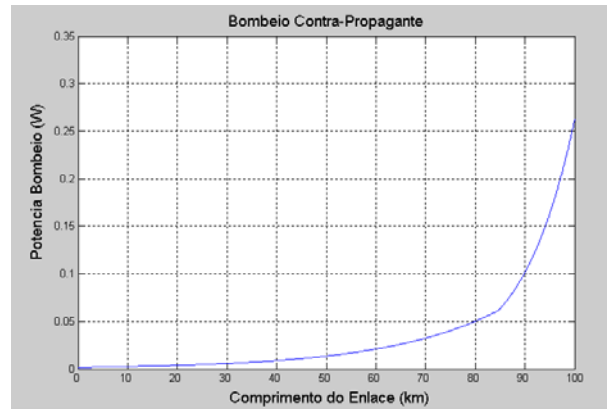
onde $P_{ASE}(L)$ corresponde à potência de ruído no comprimento L do enlace, sem presença de sinal no início do mesmo.

Para análise da penalidade de abertura de olho, seqüências pseudo-randômicas de 64 bits no formato NRZ, consistindo de pulsos super-gaussianos de ordem 2 foram utilizadas. A taxa de transmissão assumida foi de 10 Gbps.

A solução numérica de (2), utilizando os parâmetros das fibras da Tabela 1, e assumindo-se a condição de ganho zero para um sinal de entrada de -10 dBm resultou nas curvas de evolução de potência do bombeio e do sinal mostradas na Fig. 2, para um enlace de teste de 100 km. Neste caso a potência do bombeio que proporcionou ganho zero foi $P_p = 262.45$ mW.



(a)



(b)

Fig. 2. Evolução da potência do sinal (a) e do bombeio (b) em 100 km de enlace para a condição de ganho zero.

IV. OBTENÇÃO DO ALCANCE MÁXIMO

Nesta seção é verificada qual o máximo alcance do amplificador Raman, composto de um único enlace SMF-DCF, sem que haja o comprometimento da qualidade do sinal. O mesmo esquema da Fig. 1 foi utilizado, e a distância total do enlace foi variada entre 100 e 200 km. Para cada distância obteve-se uma potência de bombeio específica que proporciona ganho zero. A Tabela 2 mostra as potências de bombeio necessárias em cada distância.

TABELA 2
DISTÂNCIAS E POTÊNCIAS DE BOMBEIO
 $P_s^+(0) = -10 \text{ dBm}$

Dist. km	P_p (mW)
100	262.45
120	295.79
130	312.46
140	328.90
150	344.78
160	359.59
170	372.69
200	398.01

A Fig. 3 mostra os resultados obtidos para a relação sinal/ruído óptica, correspondentes aos enlaces da tabela 2.

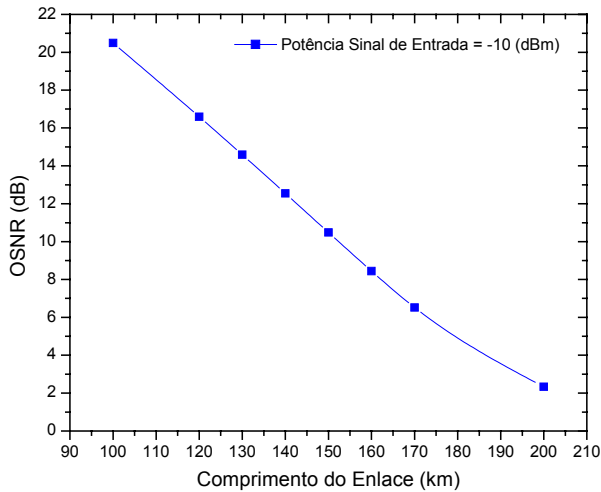


Fig. 3. OSNR versus comprimento do enlace

A Fig. 3 mostra que a relação sinal/ruído cai quase 20 dB quando a distância é dobrada. Verifica-se que, enquanto o sinal permanece inalterado na saída, a relação sinal/ruído cai com o aumento da distância devido ao aumento da potência do bombeio, trazendo como consequência uma maior contribuição para ASE ao longo das distâncias maiores.

A Fig. 4 mostra os resultados obtidos para a penalidade de abertura de diagrama de olho, correspondentes aos enlaces da tabela 2.

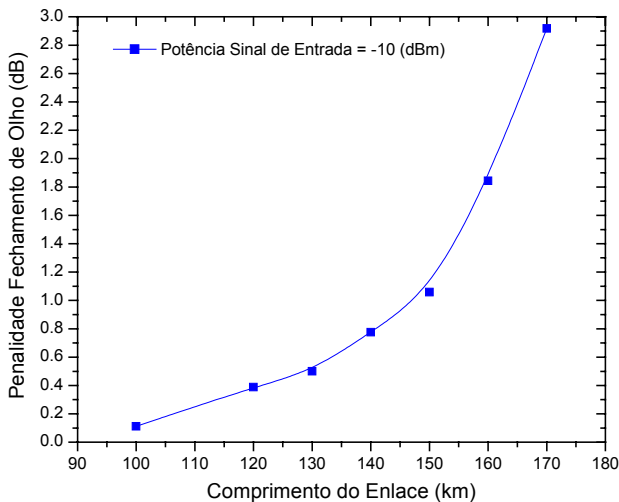


Fig. 4. Penalidade versus comprimento do enlace

A curva da Fig.4 mostra que para se obter níveis razoáveis de penalidade (abaixo de 1 dB), deve-se limitar a distância em 150 km. O aumento de penalidade com a distância pode ser atribuída ao aumento do ruído de ASE gerado com um bombeio mais elevado.

V. AMPLIFICADORES RAMAN EM CASCATA

Foi verificado na seção anterior que enlaces longos diminuem o desempenho do amplificador dado o aumento significativo do ruído causado pelo aumento do bombeio necessário para amplificar o sinal nestes enlaces. Na presente seção a distância de propagação foi aumentada cascadeando trechos de 100 km de amplificadores Raman anteriores. O sistema proposto está mostrado na Fig. 5.

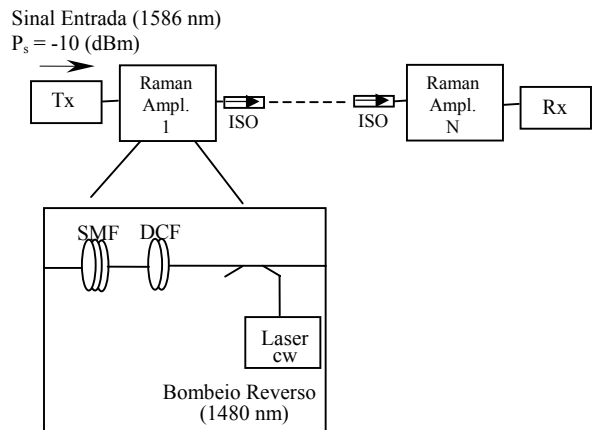


Fig. 5. Amplificadores Raman em Cascata

Na Fig. 5, cada bloco do amplificador é composto de 100 km, sendo 84.7 km de SMF pós compensados por 15.3 km de DCF. O sinal na saída de cada bloco amplificador é passado para o próximo bloco, isolando-se o bombeio em cada trecho. Para esta análise foram utilizados os mesmos valores de potência de sinal e de bombeio para os 100 km mostrados na Tabela 2.

As Figs. 6 e 7 mostram as curvas de relação sinal/ruído óptica e penalidade de abertura de olho versus número de amplificadores cascadeados, respectivamente.

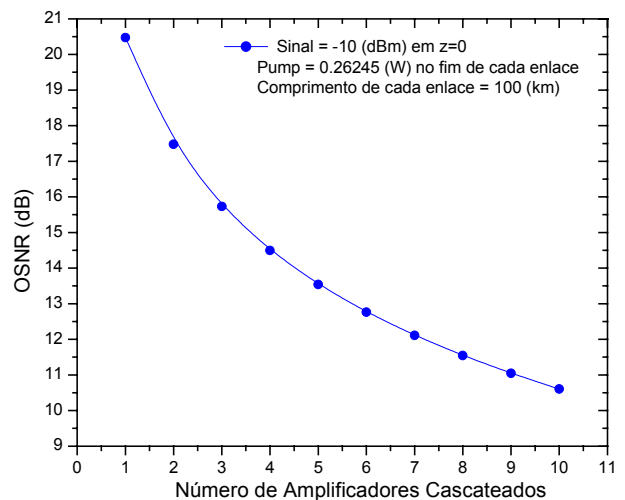


Fig. 6. OSNR versus número de amplificadores cascadeados

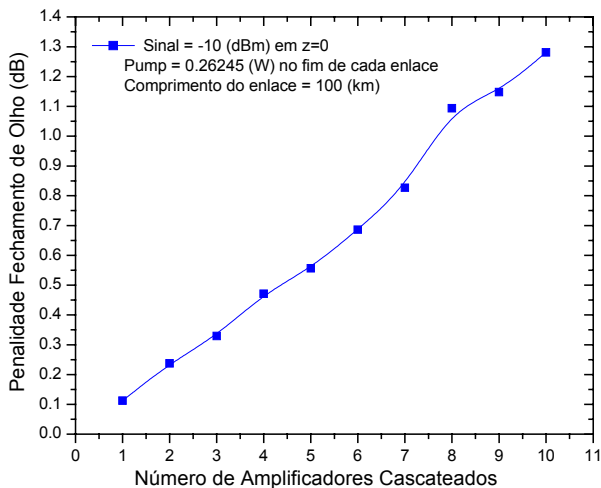


Fig. 7. Penalidade versus amplificadores cascadeados

O número de amplificadores variou de 1 a 10. Cada amplificador contribui com uma parcela de ruído associada ao nível do bombeio, às fibras e às distâncias cobertas.

Analisando a Fig. 6 verifica-se que com o aumento do número de amplificadores (distância) a curva de relação sinal/ruído óptico não cai tão drasticamente quanto o caso anterior de um único enlace, pois agora a potência do bombeio é fixa em cada seção do amplificador, assim como a sua contribuição para ASE. No caso anterior a ASE crescia exponencialmente com a distância e o bombeamento. Como resultado, a relação sinal/ruído em amplificadores cascadeados caiu somente de 10 dB para um aumento de distância de 10 vezes.

Da mesma forma, a Fig. 7 mostra que os níveis de penalidade aumentam lentamente com o número de amplificadores (distância). Isto ocorre devido a contribuição do ruído ser somente somativa com o aumento do número de amplificadores (distância), e que a degradação dos bits devido aos efeitos não lineares em um único trecho de 100 km com compensação total de dispersão é pequeno dado os níveis de sinal praticados inferiores a -10 dBm. Desta forma, a contribuição total para a penalidade resultante no receptor é pequena. Para 10 amplificadores cascadeados (1000 km), a penalidade obtida foi apenas 1.3 dB.

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho investigou os fatores que influenciam os limites de distância de operação de amplificadores Raman com fibra DCF em esquemas de compensação total de dispersão com fibra SMF. Os resultados mostraram que amplificadores Raman compostos de longos enlaces únicos de fibras, mesmo com compensação total de dispersão provocaram o aumento da contribuição do ruído, e conseqüentemente, a diminuição da relação sinal ruído óptica e maior penalidade por fechamento de olho. A distância máxima recomendada neste

caso para o sistema analisado foi cerca de 150 km, sendo que distâncias maiores degradaram severamente os bits.

Já na situação em que os amplificadores foram cascadeados foi possível aumentar a distância até 1000 km sem que houvesse contribuição significativa do ruído ($OSNR > 10$ dB), resultando também em baixa penalidade de abertura de olho (< 1.3 dB).

Presentemente estudos estão sendo feitos para proporcionar a análise da amplificação Raman em sistemas WDM.

REFERÊNCIAS

- [1] Shirley P. Neves, Marcio Freitas, Luiz C. Calmon, "Signal gain and degradation in fiber Raman amplifiers", IEEE International Telecomm. Symposium (ITS 2002), Natal, RN, Brasil CD-ROM.
- [2] Shirley P. Neves Cani, Márcio Freitas, Renato T.R. Almeida, Luiz C. Calmon, "Raman Amplifier Performance of Dispersion Compensating Fibers", IMOC 2003, submetido.
- [3] H. Kidorf, K. Rottwitz, M. Nissov, M. Ma, and E. Rabarijaona, "Pump Interactions in a 100-nm bandwidth Raman amplifier", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 11, No. 5, may 1999, pp. 530-532.
- [4] A.R. Chraplyvy, 'Optical power limits in multichannel wavelength division multiplexed systems due to stimulated Raman scattering', Electronics Lett., Vol.20, 1984, pp. 58-59.
- [5] Y. Akasaka, I. Morita, M.C. Ho, M. E. Marhic, and L.G. Kazovsky, 'Characteristics of optical fibers for discrete Raman amplifiers', Proceedings ECOC 1999, Poster P1.8.
- [6] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd Ed., San Diego, CA: Academic Press, 2001.
- [7] U. Ascher, R. Mattheij, and R. Russell, *Numerical Solution of Boundary Value Problems for Ordinary Differential Equations*, SIAM, Philadelphia, PA, 1995.
- [8] S.Wang, C.Fan: 'Generalised attenuation coefficients and a novel simulation model for Raman fibre amplifiers', IEE Proc.-Optoelectron., Vol.148, No.3, June 2001, pp 156-159.