

文章编号: 0253-2239(2003)08-0955-6

# 反向多波抽运宽带光纤拉曼放大器 传输性能的模拟算法\*

童 治 魏 淮 简水生

(北方交通大学 光波技术研究所, 北京 100044)

**摘要:** 提出了一种有效的简化数值算法模拟反向多波抽运拉曼放大器的传输性能, 考虑了包括色散、非线性等效应, 以及放大器放大自发发射噪声对多信道宽带分布拉曼放大系统性能的影响, 并且具有足够的精度。作为模型的应用, 模拟了一个  $64 \times 10$  Gb/s 的拉曼宽带级联放大系统的传输特性, 比较了不同入纤功率对接收性能的影响, 得到了一些有益的结论。

**关键词:** 系统建模; 光纤拉曼放大器; 分步傅里叶算法; 平均功率分析; 眼图闭合代价  
中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

## 1 引 言

近几年来, 光纤拉曼放大技术受到了越来越多的研究和重视。相比传统的稀土掺杂光纤放大器, 拉曼放大器具有灵活的信号增益范围, 优良的噪声性能以及广阔的应用前景, 特别地, 采用多波长抽运的拉曼光纤放大结构可以获得 80 nm 以上非常平坦的增益谱<sup>[1]</sup>。这些突出的优势使得拉曼放大器成为超宽带密集波分复用系统的核心器件之一。

在实际应用中, 为了克服由于抽运波引起的信号串话, 大多采用反向抽运的结构以平均波动的影响<sup>[2]</sup>, 但是这种抽运结构也为拉曼放大器的模拟带来了一定困难。目前, 稳态的反向多波抽运的拉曼放大器性能已经得到了深入的研究, 并建立了较为完善的模型<sup>[3,4]</sup>。但对于这种结构的传输性能, 即考虑在拉曼分布放大过程中, 色散、非线性等效应对信号码型失真以及接收性能的分析模拟, 还几乎没有报道, 而这些影响在实际应用中也是非常关键的。实际上对于反向抽运、多波抽运波长、多信道、长距离的拉曼系统的传输性能进行直接模拟是非常复杂并且很难求解的。

为了克服这一困难, 我们提出了一种新的有效的数值算法, 可以在保证精度的前提下, 大大简化模

拟的复杂程度, 提高计算速度, 并且还可以准确地模拟放大器的放大自发发射 (Amplified spontaneous emission, ASE) 噪声影响及级联特性, 从而可以对宽带拉曼放大器系统对传输性能进行较准确的模拟和预测, 对于产品设计和评估无疑具有重要的意义。我们还应用这种算法模拟了  $64 \times 10$  Gb/s 的信号利用分布宽带拉曼放大器在普通单模光纤上传输 240 km 的情况, 得出了一些有用的结论。

## 2 理论模型和算法的建立

多波抽运, 多信道拉曼放大过程是非常复杂的, 它涉及到抽运到信号, 抽运到抽运, 信号到信号之间的拉曼增益过程。对光纤拉曼放大器传输特性的模拟, 可以通过数值求解包括多信道受激拉曼散射效应的非线性薛定谔方程实现<sup>[5]</sup>。其基本方程如下:

$$\frac{\partial A_p}{\partial z} + \frac{i}{2}\beta_{2p} \frac{\partial^2 A_p}{\partial T^2} - \frac{1}{6}\beta_{3p} \frac{\partial^3 A_p}{\partial T^3} = -\frac{\nu_p}{\nu_s} g_{sp} |A_s|^2 A_p + i\gamma_p (a |A_p|^2 + b |A_s|^2) A_p - \frac{\alpha_p}{2} A_p, \quad (1)$$

$$\frac{\partial A_s}{\partial z} - d \frac{\partial A_s}{\partial T} + \frac{i}{2}\beta_{2s} \frac{\partial^2 A_s}{\partial T^2} - \frac{1}{6}\beta_{3s} \frac{\partial^3 A_s}{\partial T^3} = g_{sp} |A_p|^2 A_s + i\gamma_s (a |A_p|^2 + b |A_s|^2) A_s - \frac{\alpha_s}{2} A_s, \quad (2)$$

上两式中下标 p、s 分别表示频率为  $\nu_p$ 、 $\nu_s$  的抽运波和斯托克斯波, 满足  $\nu_p > \nu_s$ 。A、 $\beta_2$ 、 $\beta_3$ 、 $\alpha$ 、 $\gamma$  分别为相应

\* 国家 863 项目 (2001AA122012)、国家自然科学基金 (60177027)、北方交通大学论文基金 (PD173) 资助课题。

E-mail: zhtong@center.njtu.edu.cn

收稿日期: 2002-04-25; 收到修改稿日期: 2002-07-09

的慢变复振幅、色散系数、色散斜率、损耗系数和非线性系数。 $d$  为两信道的群时延差,  $g_{sp}$  为抽运波与斯托克斯波之间的拉曼增益系数, 常量  $a, b$  表示不同偏振态的影响。特别地, 对于长距离非保偏光纤的传输情况, 两光波的偏振态认为完全混乱, 有  $a = 8/9, b = 4/3$ <sup>[6]</sup>。(1) 式、(2) 式考虑了色散、自相位调制 (SPM)、交叉相位调制 (XPM)、受激拉曼散射 (SRS) 以及信道间走离的影响, 对于连续波抽运的情况, 可以忽略抽运波的时间依赖关系, 并且考虑在一般情况下距离光纤零色散点较远, 可忽略四波混频 (FWM) 的影响。原则上对不同波长的信号及抽运建立相应的方程联立求解, 即可获得所需的传输特性。但实际上, 对于反向多波抽运, 多信道传输并且考虑信道间以及抽运间的受激拉曼散射能量转移时, 直接求解是极为困难的, 而采用解析近似又难以获得可信的结果。为克服这一困难, 我们结合相对容易求解的稳态拉曼功率耦合方程, 利用高速率反向抽运拉曼放大器的特性, 对上述传输方程的求解做了简化, 提出了一种新的有效的数值模拟算法。

实际上, 信号在分布拉曼放大系统中传输时, 除了光纤的损耗外, 还不断获得来自抽运及高频率信道的拉曼增益作用, 同时也有向低频率信道的能量转移 (这里认为放大自发发射及瑞利散射不造成抽运及信道的功率消耗)。根据文献 [7] 的结论, 当信道传输速率很高时 (2.5 Gb/s 以上), 由于快速走离效应, 此时信道间的受激拉曼散射影响只体现为信号脉冲幅度的变化而不影响脉冲形状, 特别是当信道入纤功率不大的时候。并且, 文献 [8] 的结论指

出, 采用反向抽运结构时, 由于对波动的平均效应, 抽运的变化对信号脉冲形状的影响也可以忽略。因此我们可以认为信号脉冲传输过程中所受到的反向抽运及信道间的受激拉曼散射影响可以简单的用一个随距离变化的增益项  $g_r(z)$  描述, 类似于损耗项  $\alpha(\nu)$  的作用, 它只改变脉冲幅度的大小, 不影响其形状。因此我们对于信道  $i$  有

$$g_{ri}(z) = d[10\lg P_i(z)]/dz, \quad (3)$$

其中  $P_i(z)$  为传输过程中该信道在距离  $z$  处的平均功率 [这里  $g_r(z)$  取 dB/km 的单位, 与光纤损耗单位一致]。令  $g_r(z) + \alpha = g_{eq}(z)$ , 则我们可以把复杂的后向多波抽运传输方程组简化为相对简单的前向传输方程组

$$\frac{\partial A_i}{\partial z} + \frac{i}{2}\beta_{2i} \frac{\partial^2 A_i}{\partial T^2} - \frac{1}{6}\beta_{3i} \frac{\partial^3 A_i}{\partial T^3} = i\gamma_i \left( \frac{8}{9} |A_i|^2 + \frac{4}{3} \sum_{j \neq i}^n |A_j|^2 \right) A_i + \frac{g_{eqi}(z)}{2} A_i, \quad (4)$$

上式中下标  $i, j$  分别表示频率为  $\nu_i, \nu_j$  的信道,  $g_{eq}(z)$  为等效增益项, 其他参量与上两式相同。这里抽运的影响以及各信道之间拉曼串话的影响都体现在等效增益项上, 方程形式得到了很大的简化。需要特别指出的是, 这种简化只限于后向抽运的情况。

为求解 (3) 式我们必须获得各个信道平均功率随传输距离的演化情况  $P_i(z)$ , 进而才能获得等效增益系数  $g_{eq}(z)$ , 这里我们通过计算描述多波抽运、多信道、正反放大自发发射、后向瑞利散射传输、演化以及互作用过程的拉曼功率耦合方程 (4) 以得到所需要的参量如下:

$$\begin{aligned} \frac{dP^\pm(z, \nu)}{dz} = & \mp \alpha(\nu) P^\pm(z, \nu) \pm \gamma(\nu) P^\mp(z, \nu) \pm P^\pm(z, \nu) \sum_{\xi > \nu} \frac{g_r(\nu - \xi)}{K_{eff} A_{eff}(\xi)} [P^\pm(z, \xi) + P^\mp(z, \xi)] \pm \\ & h\nu \sum_{\xi > \nu} \frac{g_r(\nu - \xi)}{A_{eff}(\xi)} [P^\pm(z, \xi) + P^\mp(z, \xi)] \left\{ 1 + \frac{1}{\exp[h(\xi - \nu)/kT] - 1} \right\} \Delta\nu \mp \\ & P^\pm(z, \nu) \sum_{\xi < \nu} \frac{\nu}{\xi} \frac{g_r(\nu - \xi)}{A_{eff}(\nu) K_{eff}} [P^\pm(z, \xi) + P^\mp(z, \xi)] \mp \\ & 2h\nu P^\pm(z, \nu) \sum_{\xi < \nu} \frac{g_r(\nu - \xi)}{A_{eff}} \left\{ 1 + \frac{1}{\exp[h(\xi - \nu)/kT] - 1} \right\} \Delta\nu, \end{aligned} \quad (5)$$

(5) 式中  $\nu, \xi$  分别为信道及抽运的频率,  $P^\pm(z, \nu)$  为正反向不同频率的功率,  $\alpha(\nu)$  和  $\gamma(\nu)$  分别为不同频率处的光纤损耗和后向瑞利散射系数,  $h, k, T$  分别为普朗克常量, 波尔兹曼常量和开氏温度, 这里取  $T = 300$  K。  $\Delta\nu$  为等效自发辐射带宽。另外  $K_{eff}$  为抽运和信号之间的偏振因子, 由于采用普通光纤且传

输距离很长, 可以认为抽运和信号间偏振混乱,  $K_{eff} = 2$ 。最后,  $g_r(\nu - \xi)$  为短波长到长波长的拉曼增益系数, 与两波长间的频率差和抽运波长有密切关系<sup>[9]</sup>;  $A_{eff}(\nu)$  为不同频率处的有效面积, 可以用高斯模场分布来近似计算。(5) 式右边第一项为光纤损耗, 第二项描述瑞利散射的影响, 第三项为短波长

信道提供的拉曼增益,第四项描述了自发拉曼散射噪声和自发热噪声的产生,最后两项考虑了对长波长信道及放大自发发射的拉曼消耗。需要指出的是,由于拉曼放大器的宽带增益谱和很宽的抽运波长范围,为了尽量减小模拟的误差,应当将(5)式中的每个参量都与频率建立关系,否则会导致较大的误差。通过数值求解(5)式,我们不仅可以得到信道功率随距离的演化情况,还可以得到输出端的放大自发发射功率。将放大自发发射噪声看作均值为零的高斯随机过程,方差为所求得的一定带宽内的放大自发发射功率值,则我们可以进一步加入拉曼放大器自发辐射噪声对接收性能的影响。同样道理,级联拉曼放大器的噪声影响也可以获得。需要指出的是,由于我们考虑的是信道的平均功率,因此其大小应为信道脉冲峰值功率的一半。

至此我们已经建立了完整的模拟反向多抽运宽带拉曼放大器传输特性的算法模型,通过数值计算即可获得输出信号脉冲序列,从而可以得到接收眼图,比较眼图闭合代价即可对系统传输性能进行有效的评价。下面将进一步讨论数值求解方法以及对这种算法可靠性的验证。

### 3 数值解法及算法的验证

在本文的模型中,对拉曼稳态功率耦合方程(5),信道传输方程(4)以及等效增益系数方程(3)的求解都需要相应的数值算法实现。方程(5)实际上是一个两点多边值的常微分方程组,对它的求解可以采用打靶法或松弛迭代法。但当信道很多并且抽运波长也较多的情况下,采用上述方法求解要花费大量的时间。这里我们采用平均功率分析算法<sup>[10,11]</sup>,这种方法比传统的龙格-库达(Runge-Kutta)法提高了一到两个数量级的速度,而且能保证足够的精度。求得各信道在光纤中的功率分布 $P_i(z)$ 后,对其进行多项式插值,然后求导即可得到等效增益系数 $g_{eq}(z)$ 。这样的处理过程避免了直接数值微分导致的误差。对于非线性薛定谔方程(4),我们采用传统的分步傅里叶算法<sup>[5]</sup>,当所分步长较小时,认为等效增益系数 $g_{eq}(z)$ 在一个步长距离上不变。对于级联放大器的处理可以直接采用上述算法。

这里我们对这种算法的可靠性进行了验证。考虑比较简单情况,对于一个反向抽运,两个信道传输64位伪随机码的情况,我们分别采用直接求解的方法和新算法进行了计算(多信道的情况用直接求

解极为复杂)。这里拉曼增益系数采用文献[4]的 $g_R/A_{eff}$ 的测量数据,光纤参量为 Corning 的 SMF-28 的典型参量,在 $1.55\ \mu\text{m}$ 的损耗为 $0.2\ \text{dB/m}$ ,在 $1.45\ \mu\text{m}$ 的损耗为 $0.24\ \text{dB/m}$ 。瑞利散射系数在 $1.6\ \mu\text{m}$ 波长时为 $5.8 \times 10^{-5}\ \text{km}^{-1}$ ,光纤非线性折射率 $n_2 = 2.7 \times 10^{-20}\ \text{m}^2/\text{W}$ 。其他参量如下:抽运波长 $1450\ \text{nm}$ ,信道波长分别为 $1550\ \text{nm}$ 和 $1552\ \text{nm}$ ,抽运功率及信道入纤功率分别为 $400\ \text{mW}$ , $0.5\ \text{mW}$ 。采用两种方法计算得到的部分输出脉冲序列的比较如图1,可见输出结果相当一致,实际上对于入纤信道功率不太大的情况下,本算法可以保证较好的精度。

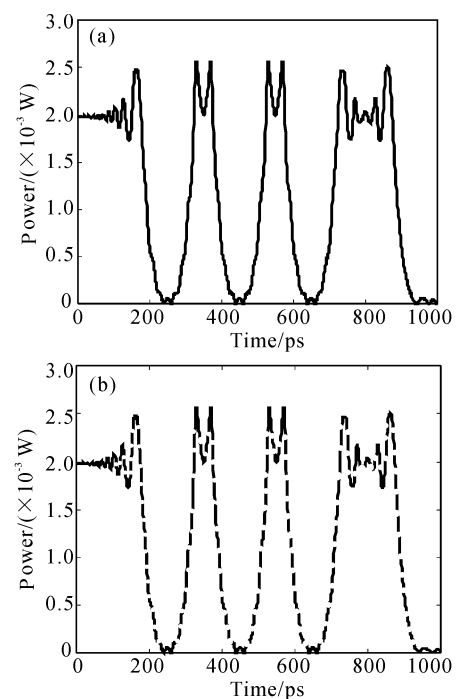


Fig. 1 Results comparison of direct method (solid line, upper figure) and simplified method (dashed line, lower figure)

### 4 传输系统的模拟与讨论

作为算法的一个应用,我们对一个 $64 \times 10\ \text{Gb/s}$ 的多波抽运拉曼放大器级联传输系统进行了模拟,并比较了随信道入纤功率的增加所引起的接收眼图闭合代价的变化。上述系统使用了四个级联分布拉曼放大器,间距为 $60\ \text{km}$ ,每个放大器采用6个反向抽运源,抽运源频率间隔相等( $1.5\ \text{THz}$ ),信道间隔 $100\ \text{GHz}$ 。抽运频率范围为 $203.03 \sim 210.53\ \text{THz}$ (相当于 $1.425 \sim 1.477\ \mu\text{m}$ ),信道频率范围为 $189.78 \sim 196.08\ \text{THz}$ (相当于 $1.53 \sim 1.58\ \mu\text{m}$ )。输入信号脉冲序列采用64 bit超高斯不归零(NRZ, non-

return-to-zero)伪随机序列,假设调制器消光比为20 dB。光纤参量及拉曼增益系数见上节。考虑实际应用中的情况,我们必须对拉曼放大器的增益谱进行优化,以获得尽可能平坦的输出增益谱,这里采用一种快速的优化算法<sup>[12]</sup>,我们可以获得在50 nm带宽上小于 $\pm 0.4$  dB的增益谱波动。另外考虑到传输距离较长,每一级放大器输出后必须进行色散补偿,为简化分析,这里认为色散被完全补偿,实际上,采用啁啾光纤光栅可以很好地做到这一点。最后,输出光滤波器带宽20 GHz,电滤波器带宽7.5 GHz。放大自发发射噪声近似为零均值高斯随机过程。至此,可以获得模拟所需要的主要参量。

我们分别计算了信道输入功率为 $-10$  dBm、 $-7$  dBm、 $-3$  dBm、 $0$  dBm和 $3$  dBm时的情况。这里假定每级拉曼放大器的平均净增益为4 dB以补偿器件损耗(对不同输入信道功率都一致),因此需要通过调节抽运功率设置以对不同信号入纤功率保持固定的增益。图2给出了入纤功率为 $-7$  dBm时,优化后的输出增益谱及等效噪声指数,其他入纤功率的情况基本与之一致,其增益波动小于 $\pm 0.4$  dB,噪声指数在短波长处较大,这是由于信号波长接近抽运带的关系,对于超长距离传输超宽带( $>70$  nm)的情况,必须要采取措施防止在短波长处信噪比的恶化。图3、图4分别给出了在 $-7$  dBm输入情况下各个信道功率随传输距离的演化曲线以及计算得到的等效增益系数 $g_{eq}(z)$ 沿长度的变化。考虑到本模型放大器级联个数较少,计算中忽略了增益谱在多级放大后的变化,但放大自发发射的输出功率要考虑多级联累加效应。

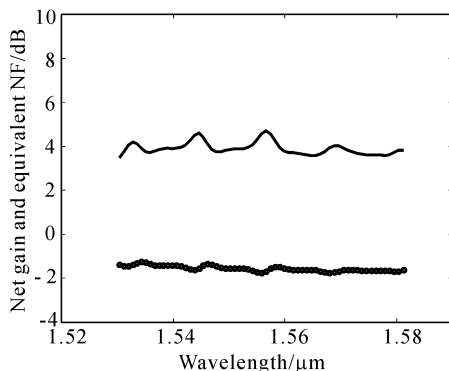


Fig. 2 Output Raman gain spectra and ENF with  $-7$  dBm input signal power

通过对传输方程的计算,我们发现,入纤功率的大小对于接收性能有很大的影响。图5、图6、图7分别是最短波长信道的背靠背的眼图,入纤功率

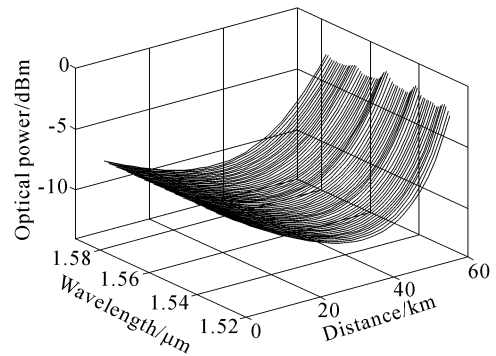


Fig. 3 Optical power evolution of each channel along fiber length with  $-7$  dBm input power

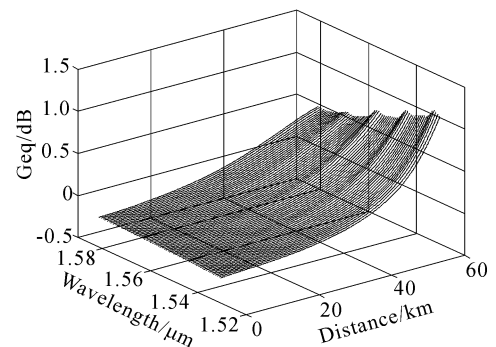


Fig. 4 Equivalent gain coefficient value of each channel along fiber distance

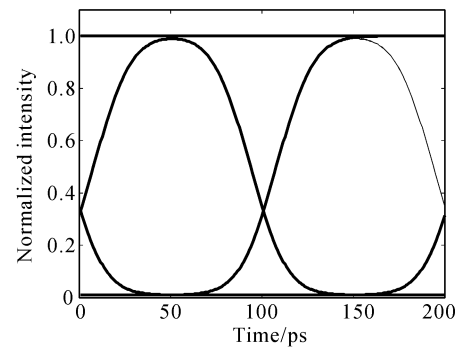


Fig. 5 Back to back eye pattern output

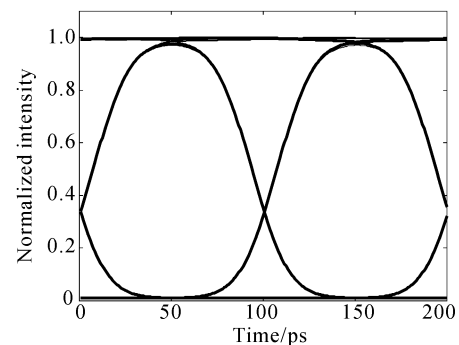


Fig. 6 Output eye pattern of the shortest wavelength channel with  $-10$  dBm input power

—10 dBm的输出眼图以及入纤功率为3 dBm的输出眼图,可见3 dBm入纤时输出波形有了较大的失真。

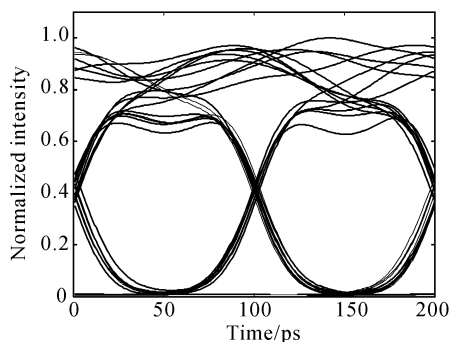


Fig. 7 Output eye pattern of the shortest wavelength channel with 3 dBm input power

图 8 给出了五种不同入纤功率情况下的眼图闭合代价情况,根据计算的结果,在对普通单模光纤进行多信道拉曼放大的情况下保证每信道入纤功率小于0是必要的。另外,通过对不同波长信道的接收性能比较,我们发现在色散完全补偿的前提下,长波长信道的波形失真比短波长信道更严重,如图 8 所示。其实仔细观察图 3 我们可以发现,由于信道间的受激拉曼散射作用,短波长信道的功率演化曲线具有较大的下陷,这导致了短波长信道在整个传输距离上的平均功率较小,因此具有较小的非线性失真。当传输距离较长,放大器级联个数较多时,由于短波长信道的信噪比较差,此时短波长信道的接收特性主要受限于放大自发发射噪声。

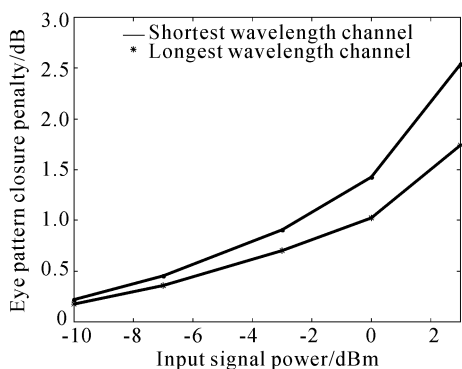


Fig. 8 Eye pattern closure penalty comparison between the longest wavelength channel and the shortest wavelength channel

**结论** 针对反向多波抽运拉曼放大器的特性,提出了一种有效的算法,可以显著简化对拉曼放大器传

输性能的模拟计算。对该算法的可靠性进行了验证。通过利用该算法对 $64 \times 10$  Gb/s的多波抽运拉曼放大器级联传输系统的数值模拟,认为对于普通单模光纤上单信道入纤功率应限制在0以下以防止较大的非线性失真。长波长信道具有更大的波形非线性失真,但短波长信道的噪声性能明显劣于长波长信道。

### 参 考 文 献

- Emori Y, Matsushita S, Namiki S. 1-THz-spaced multi-wavelength pumping for broadband Raman amplifiers. *ECOC '2000, Germany 2000*, Paper 4.4.2, 73~74
- Wei J, Butler D, Van Leeuwen M *et al.*. Crosstalk bandwidth in backward pumped fiber Raman amplifiers. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1999, **11**(11):1417~1419
- Kidorf H, Rottwitt K, Nissov M *et al.*. Pump interactions in a 100-nm bandwidth Raman amplifier. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1999, **11**(5):530~532
- Namiki S, Emori Y. Ultrabroad-band Raman amplifiers pumped and gain-equalized by wavelength-division-multiplexed high-power laser diodes. *IEEE J. Selected Topics in Quant. Electron.*, **7**(1):3~16
- Agrawal G P. *Nonlinear Fiber Optics*. 2nd ed. New York: Academic, 1995
- Martinez-Rios A, Starodumov A, Fillipov V *et al.*. Raman effect contribution to cross-phase modulation in non-polarization-preserving fibers. *Opt. Commun.*, 2000, **185**(1~2):95~101
- Norimatsu S, Yamamoto T. Waveform distortion due to stimulated Raman scattering in wide-band WDM transmission systems. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 2001, **19**(2):159~171
- Forghieri F, Tkach R, Chraplyvy A. Bandwidth of crosstalk in Raman amplifiers. *OFC '94 America*, 1994, FC6, 294~295
- Stolen R H, Ippen E P. Raman gain in glass optical waveguides. *Appl. Phys. Lett.*, 1973, **22**(6):276~278
- Hodgkinson T G. Improved average power analysis technique for erbium-doped fiber amplifiers. *IEEE Photonics Technol. Lett.*, 1992, **4**(11):1273~1275
- Min B, Lee W J, Park N. Efficient formulation of Raman amplifier propagation equations with average power analysis. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2000, **12**(11):1486~1488
- Tong Zhi, Wei Huai, Jian Shuisheng. Numerical simulation and optimization of broadband fiber Raman amplifiers using multi-wavelength pumps. *Acta Optica Sinica* (光学学报), 2003, **23**(2):193~196 (in Chinese)
- Wang Sihai, Fan Chongcheng. Generalized attenuation coefficient and a novel simulation method of Raman fiber amplifiers. *Chin. J. Lasers* (中国激光), **2001**, **28**(12):1113~1116 (in Chinese)

## Simulation Algorithm on Transmission Performance of a Counter-Multiwave-Pumped Broadband Fiber Raman Amplifier

Tong Zhi Wei Huai Jian Shuisheng

*(Institute of Lightwave Technology, Northern Jiaotong University, Beijing 100044)*

(Received 25 April 2002; revised 09 July 2002)

**Abstract:** A simple and novel numerical algorithm is proposed to simulate the transmission performance of a counter-multiwave-pumped Raman amplifier. In this model the system impact caused by dispersion, nonlinear and ASE is considered, and the results have satisfying accuracy. As an application, a  $64 \times 10$  Gb/s Raman broadband multi-stage system was simulated, and the influence of different input signal power level was compared. Some helpful conclusions are achieved.

**Key words:** system modeling; fiber Raman amplifiers; split-step Fourier method; average power analysis; eye-pattern closure penalty