

分布式光纤拉曼放大器在长距离光传输系统中的优化设计*

童 治† 魏 淮 简水生

(北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044)

(2005 年 5 月 11 日收到, 2005 年 11 月 28 日收到修改稿)

同时考虑接收光信噪比(OSNR)及非线性失真影响,对分布式光纤拉曼放大器在长距离光传输系统中的最优抽运方式进行了研究.利用变分法原理获得了在不记双瑞利背散射(DRB)影响时的最优信号功率分布函数——均匀分布,但考虑双瑞利散射影响时则不存在解析的最优分布函数.在分别考虑长、短光纤跨距的情况下,比较了三种具有代表性的分布式光纤拉曼放大方式,即双向二阶拉曼抽运、双向一阶拉曼抽运和拉曼+掺铒光纤放大器混合放大方式的性能.指出通过优化一阶抽运波长以及一阶到二阶抽运功率比,对称结构的双向二阶抽运在绝大部分情况下可以在相同的非线性条件下获得更优的 OSNR 性能,但当 DRB 影响非常大时,混合放大结构将具有更好的性能.

关键词:光纤拉曼放大器,双瑞利背散射,变分法,光纤非线性

PACC:4280M,4265C,4225B,4255N

1. 引 言

近年来,光纤拉曼放大器凭借其具有“任意”的放大波段、宽带平坦的增益谱、突出的噪声和非线性特性以及灵活的应用方式等优势受到了广泛的关注,并被大量应用于长距离、大容量密集波分复用(DWDM)传输系统中^[1],极大地推动了光传输技术的发展.随着大功率抽运激光器性能的提高,前向抽运、双向抽运乃至高阶抽运等不同抽运方式也都已经获得了应用,有效改善了系统性能,大大提高了系统传输距离和传输容量,无疑具有很大的发展潜力和良好的市场前景.

由于分布式光纤拉曼放大器以传输光纤作为增益介质,因此对于拉曼放大的长距离大容量传输系统,在设计时必须折中考虑接收光信噪比(OSNR)性能和非线性失真影响,即要在可容忍的非线性失真范围内尽可能地提高输出 OSNR.这里考虑的 OSNR 同时包括自发辐射噪声(ASE)和双瑞利背散射(DRB)^[2]噪声的影响,未考虑信号间拉曼串话以及抽运到信号相对强度噪声转移的影响(可通过增大

信号间走离和降低抽运源噪声获得有效抑制).大量实验表明,应用双向及高阶拉曼抽运方式可以获得比传统的反向抽运方式更好的 OSNR 性能以及非线性性能^[3],这主要是由于这些抽运方式可以实现信号功率沿光纤更为均匀的分布.根据 Perlin 等^[4]的结论,更均匀的信号功率分布可以在相同的非线性影响下获得更为优良的 OSNR 性能,这也解释了为何分布式光纤拉曼放大优于集总式放大结构.通过优化拉曼抽运方式,我们就可以实现对系统性能的优化.

然而,文献[4]的分析是根据简单的不等式关系得到,并未考虑 DRB 噪声的影响.实际上当传输光纤较长或拉曼增益较大时 DRB 的影响将增大,甚至可能超过 ASE 的影响,因此考虑 DRB 影响甚至当 DRB 成为主要噪声源的情况下对优化抽运方式的选择无疑具有重要的实际指导意义.本文首先基于变分原理对于最优的信号功率分布函数进行了较为严格的推导.理论分析表明,当不考虑 DRB 影响时,均匀分布将是最优的信号功率分布函数,验证了文献[4]的结果.当考虑 DRB 噪声影响时,无法获得显式的最优分布函数,需要通过数值模拟进行性能比

* 国家高技术研究发展计划(批准号:2001AA22012)、北京市自然科学基金(批准号:4052023)和北京交通大学科技基金(批准号:2004RC073)资助的课题.

† E-mail: zhtong@center.njtu.edu.cn

较和优化. 这里我们在分别考虑长、短光纤跨距的情况下, 比较了三种具有代表意义的分布拉曼放大方式, 即双向二阶拉曼抽运 (BiDP)、双向一阶拉曼抽运 (BiFP) 和光纤拉曼放大器 + 掺铒光纤放大器 (EDFA) 混合放大方式的性能, 获得了一些具有指导意义的结果. 相信对于长距离传输系统的设计会有较大的帮助.

2. 理论模型和变分法优化

考虑了抽运对抽运、抽运对信号以及信号对信号之间复杂的拉曼相互作用, 温度依赖的自发辐射噪声以及瑞利散射导致的多径干扰等作用的完整拉曼功率耦合方程由 Kidorf 等^[5]给出, 进一步考虑到实际应用中 ASE 噪声以及瑞利散射噪声对信号以及抽运功率的消耗作用极小, 我们将抽运、信号光与 ASE 光分开表述以方便分析和求解, 并先暂时忽略瑞利散射影响, 简化后的耦合方程变为^[6]

$$\pm \frac{dP_k}{dz} = -\alpha_k P_k \sum_{j=1}^{n_p+n_s} g(\nu_j, \nu_k) P_k P_j, \quad (1)$$

$$\pm \frac{dP_{ASE,k}}{dz} = -\alpha_k P_{ASE,k} + \sum_{j=1}^{n_p+n_s} g(\nu_j, \nu_k) P_j \times [P_{ASE,k} + 2h\nu_k \Delta\nu(1 + H_{jk})]. \quad (2)$$

这里, P_k , $P_{ASE,k}$ 分别为第 k 个波长的信号功率和 ASE 功率; “ \pm ”表示传输方向, α_k 为光纤在频率 ν_k 处的损耗系数, n_p 为不同波长的抽运光数量, n_s 为信号光数量, 下标 j 和 k 分别表示第 j 个 ($j = 1, 2, \dots, n_p + n_s$) 和第 k 个 ($k = 1, 2, \dots, n_s$) 抽运光或信号光频率, h 为普朗克常数, $\Delta\nu$ 为等效 ASE 带宽, 这里取值为 12.5 GHz (0.1 nm).

$$H_{jk} = \frac{1}{\exp(h|\nu_j - \nu_k|/k_B T)}$$

代表温度相关的噪声项, 其中, k_B 为玻尔兹曼常数, T 为温度 (单位为 K), $g(\nu_j, \nu_k)$ 为频率 ν_j 和 ν_k 之间广义的拉曼增益系数, 可以同时表示拉曼增益和消耗作用, 其表达式为^[6]

$$g(\nu_j, \nu_k) = \begin{cases} \frac{g_s(\nu_j - \nu_k)}{K_{\text{eff}} A_{\text{eff}}} & (\nu_j > \nu_k), \\ -\frac{\nu_k g_s(\nu_k - \nu_j)}{\nu_j K_{\text{eff}} A_{\text{eff}}} & (\nu_j < \nu_k), \\ 0 & (\nu_j = \nu_k), \end{cases} \quad (3)$$

式中, K_{eff} 是抽运光与斯托克斯光之间的偏振系数, 计算中取 $K_{\text{eff}} = 2$, A_{eff} 为光纤的有效面积. 简化后的

常微分方程 (1), (2) 具有如下精确解:

$$P_k(L) = P_k(0) \exp\left[-\alpha_k L + \sum_{j=1}^{n_p+n_s} g(\nu_j, \nu_k) \int_0^L P_j(z) dz\right], \quad (4)$$

$$P_{ASE,k}(L) = 2h\nu_k \Delta\nu P_k(L) \times \int_0^L \left[\sum_{j=1}^{n_p+n_s} g(\nu_j, \nu_k) (1 + H_{jk}) \frac{P_j(z)}{P_k(z)} \right] dz. \quad (5)$$

这里, $P_k(0)$ 为第 k 个信道的输入功率, L 为光纤的长度. 先考虑只有一个信号波长和一个抽运波长存在的情况, 此时通过简单的推导可以得到输出 OSNR (用 R_{out} 表示) 的表达式为^[6]

$$R_{\text{out}} = \frac{P_s(L)}{P_{ASE,s}(L)} = \frac{1}{2h\nu_s \Delta\nu(1 + H_{ps}) \times \left[\frac{G_n - 1}{P_s(0)G_n} + \alpha_s \int_0^L \frac{1}{P_s(z)} dz \right]}, \quad (6)$$

式中, 下标 p, s 分别代表抽运光和信号光, 且 $\nu_p > \nu_s$, G_n 为信号的净增益. 由 (6) 式可知, 放大器的 ASE 性能完全由信号的功率分布函数决定. 当考虑多抽运情况时, 可用一个简单的加权平均系数来很好地近似表示 H_{ps} 的贡献^[4], 则其输出 ASE 特性仍由 $P_s(z)$ 决定. 进一步, 我们考虑分布拉曼放大器中 DRB 噪声的影响. 对于拉曼放大情况, 光纤中信号光的 DRB 效应导致的多径干扰占统治地位, 而 ASE 的单瑞利散射或更高阶的瑞利散射功率只占很小一部分, 可以忽略. 通过简单的推导可以得到位于 z 位置的正向信号的 DRB 功率为

$$P_{\text{DRB},s}(z) = P_s(z) R_s^2(\nu_s) \int_0^z \frac{1}{P_s^2(z')} \int_z^L P_s^2(z'') dz'' dz', \quad (7)$$

式中 $R_s(\nu_s)$ 为光纤在频率 ν_s 处的瑞利散射系数, 当 $z = L$ 时即为输出端的 DRB 噪声功率. 上述结果与 Nissov 等^[7]的结论一致, 并且同样适用于大信号放大情况. 假设 DRB 噪声为在接收机带宽内不相关的类似于 ASE 的噪声源^[8], 此时同时考虑 ASE 和 DRB 噪声的输出 OSNR 的表达式可修正为

$$R_{\text{out}} = \frac{P_s(L)}{P_{ASE,s}(L) + P_{\text{DRB},s}(L)}. \quad (8)$$

至此已经建立了完整的拉曼放大器信号功率分布以及输出 OSNR 的理论模型. 除此之外, 我们还必须考虑在长距离传输中非线性失真效应的影响, 主

要包括自相位调制、交叉相位调制和四波混频等效应,其影响可以通过传输过程中总的非线性相移来衡量^[9],

$$K_{NL} = \gamma \int_0^L P_s(z) dz, \quad (9)$$

式中, γ 为光纤的非线性系数, K_{NL} 称为非线性权重。(9)式是用于衡量拉曼放大器系统传输性能以及非线性影响的最常用指标,已被证明可以精确地估计传输系统的非线性影响,前提是优化色散图配置^[10]。比较(6)(7)和(9)式可知,在相同的信号功率分布下,拉曼放大器非线性失真的抑制与 OSNR 的提高是矛盾的,提高输入功率在提高信噪比的同时也恶化了非线性性能。而采用不同的抽运方式(如双向抽运方式)亦即通过改变信号在光纤中的功率分布函数,可能获得更佳的非线性与 OSNR 的折中性能,即在保证相同非线性性能(或 OSNR)的前提下具有更好的信噪比输出(或非线性能)。实际上,可以将信号的功率分布函数 $P_s(z)$ 与输出 OSNR 建立一一映射关系,此时输出 OSNR 成为功率分布函数的泛函 $K[P_s(z)]$ 。这样,问题就转化为在保证相同的非线性相移条件下寻找泛函极值问题,自然可以利用变分法对其进行分析。

关于变分法的基础以及一些基本推导可参见文献[11],这里直接应用其结论。依赖于未知函数 $y(x)$ 的泛函

$$J[y] = \int_{x_1}^{x_2} F(x, y, y') dx,$$

式中 F 是对 x, y, y' 连续且一阶与二阶偏导数皆连续的函数,并满足边界条件 $y(x_0) = y_0$ 以及 $y(x_1) = y_1$ 。若函数 $y(x)$ 使该泛函有极值,则经过推导将泛函的极值转化为函数的极值后可以得到其满足的必要条件为

$$F_y - \frac{d}{dx} F_{y'} = 0, \quad (10)$$

式中 F_y 和 $F_{y'}$ 分别为 $F(x, y, y')$ 对 y 和 y' 的偏导数。(10)式就是著名的欧拉方程。而对于有附加约束条件 $G(x, y, y') = 0$ 的情况,则需要建立辅助泛函

$$J[y] = \int_{x_1}^{x_2} [F(x, y, y') + \lambda(x)G(x, y, y')] dx. \quad (11)$$

对这一泛函求解欧拉方程即可得到极值的条件。在忽略拉曼放大器 DRB 噪声影响的情况下(这对于短间距、较小增益的分布放大情况是适用的),并设放大器净增益即 G_n 固定(但 $P_s(z)$ 的边界条件不固

定),此时根据(6)式只要求得 $\int_0^L \frac{1}{P_s(z)} dz$ 的极值也就获得了 R_{out} 的极值。由于要求非线性相移恒定,即 $\int_0^L P_s(z) dz = \text{const}$,这属于等周问题,因此将其作为约束条件并根据等周问题的情况可建立辅助泛函

$$K[P_s(z)] = \int_0^L \left[\frac{1}{P_s(z)} + \lambda P_s(z) \right] dz. \quad (12)$$

注意(12)式中的 λ 为常数,这是由等周问题决定的。将(12)式代入欧拉方程可得

$$-\frac{1}{P_s^2(z)} + \lambda = 0. \quad (13)$$

显然,此时

$$P_s(z) = \frac{1}{\sqrt{\lambda}}$$

为一常数,与 z 无关,而 λ 的值可通过约束条件解出。这说明只有当信号功率分布函数为常数(即均匀分布)时,才有可能在固定非线性相移的条件下获得 R_{out} 的极值。至于极值是否存在以及是极大值还是极小值,在严格意义上要通过泛函极值的充分条件获得。但由于这种理论分析较为复杂且不容易直接求解,因此我们这里根据对边界条件的满足来确定极值是否存在,并对不同分布函数下输出信噪比进行比较以确定是否为极大值。首先,当拉曼净增益为零时(即透明传输), $P_s(z)$ 为常数满足两端边界条件,此时极值存在;而当拉曼净增益不为零时,边界条件无法满足,此时不存在极值。其次,通过数值计算我们确定极值为极大值,亦即直线为在同样非线性影响下获得最大信噪比的最优功率分布曲线。另外,容易推断出当净增益为零时具有更小的功率波动,信号分布更均匀的放大方式可获得更佳的噪声性能。这个重要结论解释了双向抽运方式具有比反向抽运方式更优越的噪声性能以及分布放大优越于集总放大的根本原因,而优化抽运方式的目的是为获得更均匀的信号分布函数。由于实际传输系统中通常每段净增益都要求为 0 dB,无论是分布放大还是 EDFA 集总放大情况,只是后者的功率分布函数为折线型,因此该结论具有广泛的指导意义,同时也适用于多段的色散管理光纤情况。文献[4]通过基本不等式性质也获得了相同的结论,但不如变分法分析严格。

上述分析只考虑了 ASE 噪声的影响,当进一步考虑 DRB 噪声时,该泛函极值不存在,无法获得解析的最优化分布函数表达式。对于一般情况,还需要

通过数值计算来确定抽运方式以对 ASE 和 DRB 噪声性能进行优化. 实际上, 由 (7) 式可知信号对 DRB 噪声的信噪比只依赖于信号功率分布, 因此通过选择合适的抽运方式改变功率分布形状, 也可能获得满意的 DRB 性能. Nissov 等^[6]已指出采用双向抽运方式还可以同时抑制 DRB 噪声.

3. 不同光纤拉曼放大结构的性能优化及比较

这里我们主要对三种拉曼放大结构, 即 BiDP, BiFP 和光纤拉曼 + EDFA 混合放大方式的性能进行优化和比较. 图 1 分别给出了三种放大器的结构, 未考虑色散补偿模块对放大器噪声性能的影响. 对于 BiDP 方式, 一阶抽运的输入功率定义为 P_{1f} , 而 P_{2f} 代表二阶抽运功率, 下标 f 和 b 分别代表前向和反向抽运 (对于 BiFP 方式也一致). 需要指出的是, 通过改变双向二阶抽运方式的前、后向各阶抽运的输出功率, 可以方便地实现前向或反向二阶抽运结构. 同样通过改变 BiFP 方式的前、后向抽运功率比例也可以获得前向或反向拉曼抽运形式. 因此, 本文中进行比较的三种结构实际上包括了绝大部分的拉曼放大结构, 具有代表性和普遍意义. 这里采用平均功率分析方法对耦合功率方程组求解, 由于双向二阶抽运结构对于初值条件的敏感性, 我们采用了 Broyden 算法来保证满足边界条件的数值解的快速获得. 在计算中设放大器净增益为 0 dB, 需要指出的是, 当净增益大于 0 dB 时双向一阶以及二阶抽运方式的 OSNR 性能都将下降, 这是由于偏离了最优的功率分布函数. 在实际应用中, 接近于 0 dB 的净增益是容易满足的. 三种放大方式的输出 OSNR R_{out} 需要在相同的非线性相移 K_{NL} 的条件下优化和比较, 而不是在相同的输入信号功率下. 这里对于给定的跨距, K_{NL} 的值可以通过调节输入功率来保证不变. 另外, 我们定义了参考的非线性相移值 K_{NL-ref} , 对于不同的跨距 L , 目标 K_{NL} 可以由 $K_{NL-ref}L/L_0$ 确定以保证相同的平均非线性影响, $L_0 = 100$ km.

首先, 对于给定的光纤跨距 L 和 K_{NL} , 每种放大结构都需要进行独立优化以获得最佳的 OSNR 输出. 为简单起见, 我们仍在计算中假设单信道放大情况. 第一阶和第二阶抽运波长分别定义为 λ_{p1} 和 λ_{p2} , 信号波长定为 1550 nm, 而 λ_{p1} 则相应固定在 1450 nm 以获得最大的拉曼增益效率. 根据我们的结论^[12],

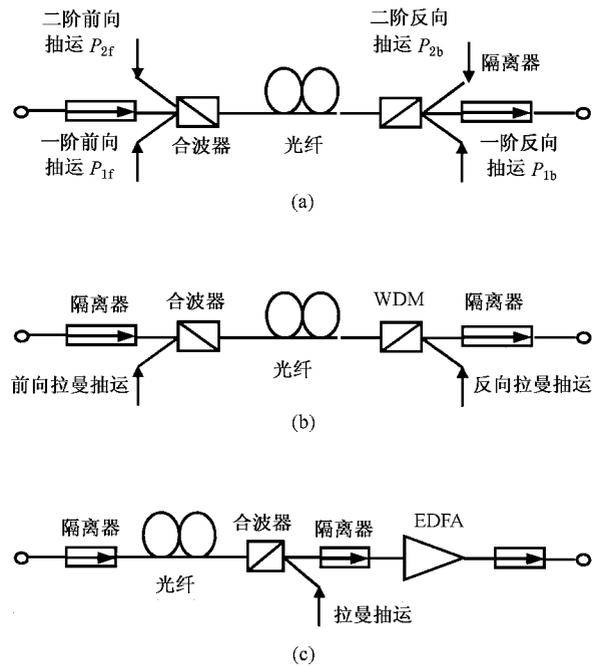


图 1 三种光纤放大结构示意图 (a)BiDP 结构 (b)BiFP 结构, (c)拉曼 + EDFA 的混合放大结构

对于 BiFP 方式, 当采用对称抽运结构, 即前向抽运比例为 50% 时, 输出 ASE 和 DRB 噪声将同时达到最小. 对于混合放大结构, 我们可以通过改变拉曼增益相对总增益的比例来获得最优的噪声特性. 而对于 BiDP 方式的优化则要比其他放大方式更为困难, 因为它具有多达 4 个的参量调节自由度, 分别是二阶抽运波长 λ_{p2} 、前向或反向二阶抽运对一阶抽运功率比例 (分别定义为 $r_f = P_{2f}/P_{1f}$ 和 $r_b = P_{2b}/P_{1b}$) 以及前向一阶抽运对总的一阶抽运功率的比例 (定义为 $r_1 = P_{1f}/(P_{1f} + P_{1b})$). 下面, 我们将分别针对短跨距和长跨距情况对三种放大方式进行优化和比较.

3.1. 短跨距应用

当系统放大器跨距相对较小时, DRB 噪声可以忽略, 此时根据第 2 节的结论应该是具有最小功率分布波动的抽运方式具有最优的性能. 为了获得 BiDP 结构的最优设计, 我们给出了在不同 r_b 和 r_1 下的输出 OSNR 的等高线图 (如图 2 所示, r_f 被分别设为 13 和 20 dB, λ_{p2} 固定在 1365 nm). 计算中采用的是 G655 型光纤, 在 1365, 1450 和 1550 nm 损耗分别为 0.32, 0.24 以及 0.192 dB/km. 峰值拉曼增益系数为 0.62/Wkm, 瑞利散射系数为 1.0×10^{-4} /km, 非线性系数 $\gamma = 1.6$ /Wkm, 放大器间距为 80 km, K_{NL-ref} 定

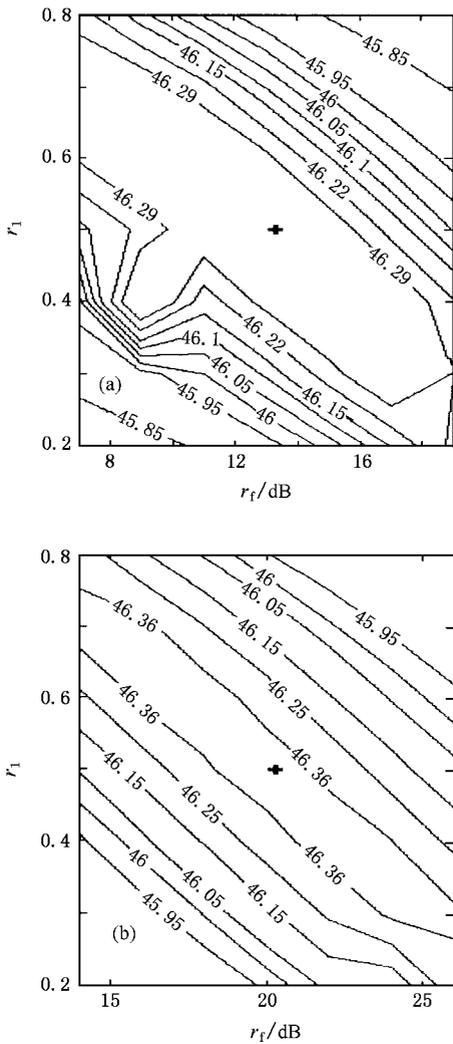


图 2 对应于不同 r_1 和 r_f 下输出 OSNR R_{out} 的等高线图 $L = 80$ km. (a) r_b 为 13 dB (b) r_b 为 20 dB. “+”代表最优 R_{out} 值

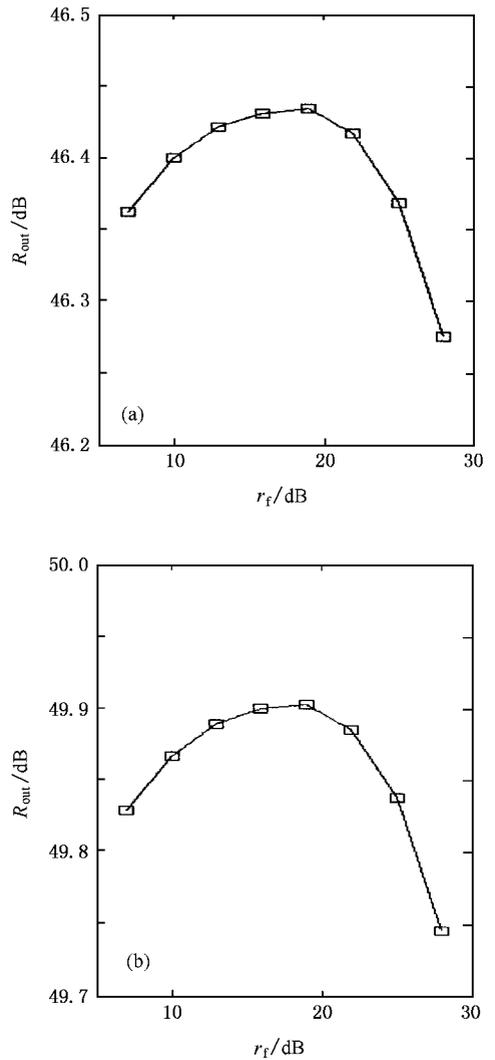


图 3 优化的输出 OSNR R_{out} 与 r_f 的关系 (a) $K_{NL} = 0.072$ rad, (b) $K_{NL} = 0.16$ rad, 采用了对称的抽运结构

为 0.09 rad. 从图 2 可以看出, 当 $r_b = r_f$ 并且 $r_1 = 0.5$ 时可以获得最优的 OSNR 性能, 这意味着只有对称的双向二阶抽运结构 ($P_{1f} = P_{1b}$, $P_{2f} = P_{2b}$) 可以实现最佳的噪声性能, 因为这样具有均匀的信号分布函数, 与上述预期结果一致. 图 3 给出了 R_{out} 与 r_f 关系的计算结果, 表明大约 19 dB ($80:1$) 的二阶到一阶抽运功率比例可以实现最优的 ASE 噪声性能, 当 r_f 进一步增大时 R_{out} 将下降, 这是由于信号功率分布曲线的波动增大所致. 通过我们的计算, 在短间距情况下选择不同的 λ_{p2} 对最优 R_{out} 结果几乎没有影响, 因此为了获得最大的拉曼增益效率, 在实用中 λ_{p2} 通常采用 1365 nm 波长. 另外, 当不考虑 DRB 噪声时, 对于混合结构, 只有全拉曼放大时才能获得最优的 ASE 性能, 即 $G_{EDFA} = 0$ dB.

图 4 给出了对应于不同 K_{NL} 和光纤损耗系数的三种放大结构的最优 R_{out} 的计算结果. 从图 4 可以看出, BiDP 结构要优于其他两种放大方式, 特别是当光纤损耗较大的情况 (因为这将导致更严重的功率分布不均匀). 图 5 给出了三种放大方式的信号功率分布曲线. 从图 5 可以很明显地发现, BiDP 方式具有最接近于常数的均匀分布函数 (分布函数波动小于 0.8 dB), 而 BiFP 次之.

3.2. 长跨距应用

长跨距传输可以显著降低系统的造价, 但同时也由于放大器增益的提高而导致信噪比的迅速恶化, 限制了传输距离. 当采用集总放大器时系统跨距一般都小于 100 km, 越洋传输中甚至可降到 60 km.

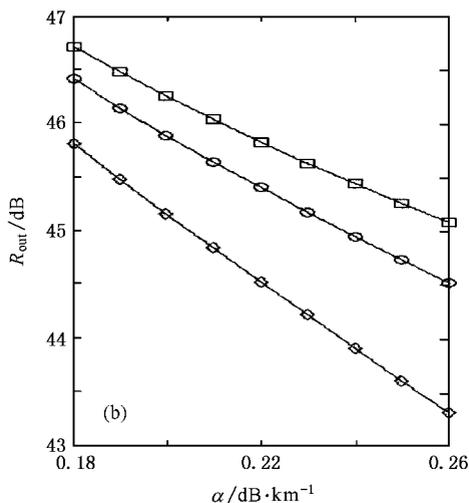
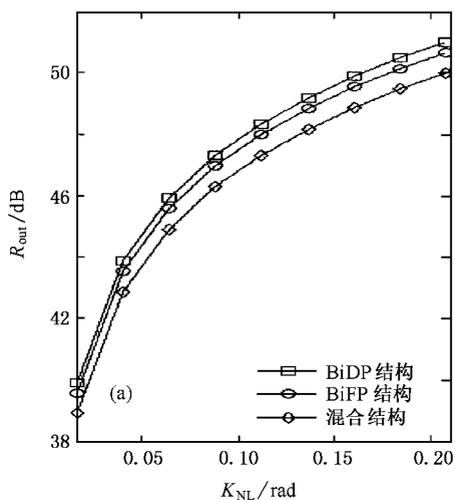


图 4 优化后的三种放大结构的 R_{out} 计算结果 光纤跨距为 80 km.
(a) 为 K_{NL} 变化 (b) 为光纤损耗变化

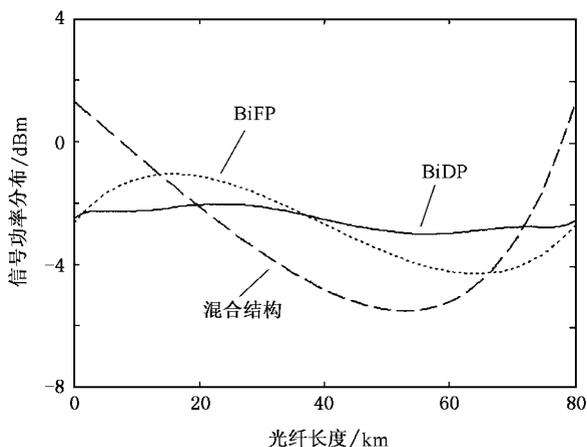


图 5 三种抽运方式的信号功率分布曲线

如上所述,使用拉曼放大器进行分布放大可以大幅度降低信号功率分布的波动幅度,从而可以在保证系统性能的前提下加大放大器跨距.目前已经成功实现了 160 km 跨距的超长距离 DWDM 传输实验^[13],具有很好的发展前景.但随着跨距和拉曼开关增益的增加,DRB 噪声不能被忽略并将成为噪声的主要分量.在长间距传输中,对于 BiDP 方式的优化需要仔细调节 4 个自由度.图 6 给出了对应于不同 r_t 和 r_b 的 R_{out} 的等高线分布(r_b 分别设为 13 和 20 dB,而 λ_{p2} 则固定在 1365 nm)其中 $L = 160$ km, $R_s = 8 \times 10^{-5}/\text{km}$,其他参数与图 2 的一致.由图 6 可见,当考虑 DRB 影响时,对称二阶抽运结构($P_{1f} = P_{1b}, P_{2f} = P_{2b}$)可以获得最佳性能的结论仍然成立,这主要是由于对称的功率分布函数也可以获得较小

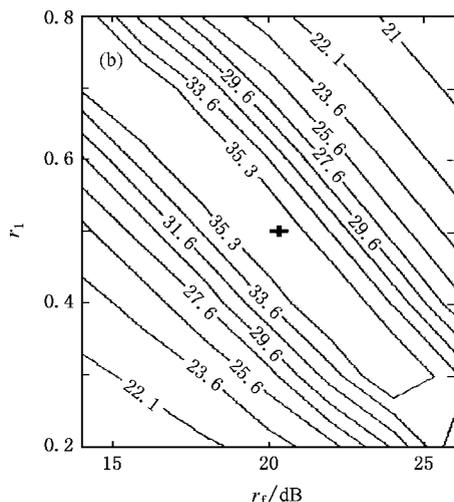
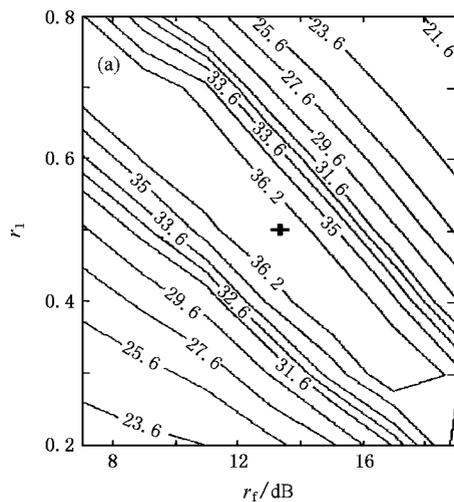


图 6 对应于不同 r_t 和 r_b 下的输出 OSNR R_{out} 的等高线图 $L = 160$ km.(a) r_b 为 13 dB (b) r_b 为 20 dB.“+”代表最优的 OSNR 值

的 DRB 输出. 这样, 还有两个参数, 即 λ_{p2} 和 $r = r_f = r_b$, 需要进行仔细调节以进一步提高 OSNR 性能.

图 7 给出了在不同 r 和 λ_{p2} 下的输出 OSNR R_{out} ($L = 200 \text{ km}$) 结果, 容易发现不同的二阶抽运波长 λ_{p2} 对于输出 OSNR R_{out} 有较大影响. 以上已经讨论过对于短跨距应用情况, 二阶拉曼抽运波长通常选择在 1365 nm 以获得最大的拉曼增益和抽运转化效率(相对于 1450 nm 的一阶抽运波长), 因为不同的 λ_{p2} 值对于最优的 OSNR 仅有很小的影响. 然而对于长跨距情况, 当 $\lambda_{p2} = 1365 \text{ nm}$ 时在相同的 K_{NL} 下不能获得最佳的噪声性能, 这是由于不同的二阶抽运波长将改变信号功率分布的形状, 从而在长跨距情况下会较明显影响 DRB 噪声输出. 尽管功率分布函

数的波动被降低, ASE 噪声性能得到了改善, 但 DRB 噪声仍限制了 OSNR 性能, 如图 7(b) 所示. 随着 λ_{p2} 逐渐向长波方向增加, 由于信号功率分布的改变引起了 DRB 和 OSNR 性能的改善. 但当 λ_{p2} 与 λ_{p1} 间距太小时, 二阶抽运对一阶抽运的放大作用将被明显降低, 这也会导致 OSNR 性能的下降.

我们的计算表明最优的 λ_{p2} 大约位于 1395 nm 处, 并且随着 DRB 功率的增长 λ_{p2} 的最优值还将向长波方向略微移动, 如图 8 所示. 以上结果对于其他的跨距长度以及光纤类型同样适用. 而且二阶抽运对一阶抽运功率比例 P_2/P_1 应当保证足够大, 以在长跨距传输中获得充分的二阶抽运效应. 对于 200 km 的跨距, 当 $r_f = r_{bl} = 36 \text{ dB}$ 时可以获得令人满意的噪声性能(更大的比例只能获得非常小的改善, 却导致了更大的成本), 这对应于 $P_1 = 0.47 \text{ mW}$ 而 $P_2 = 1.78 \text{ W}$, 其功率分布曲线如图 9 所示. 在优化了 BiDP 结构之后, 我们在图 10(a) 中给出了三种放大方式优化后的 R_{out} 与间距 L 的关系(混合放大方式, 这里设 EDFA 的噪声指数为 4.5 dB , 实际上不同的噪声指数取值对于优化的 R_{out} 的影响可以忽略), 可以清楚地看出, 如预期的一样 BiDP 结构比其他两种常用的放大方式具有更优越的性能, 且随着间距的增加优势更加明显. 实际上与 BiFP 方式相比较, BiDP 方式在间距为 200 km 时可以获得大于 2 dB 的 OSNR 改善以及大于 3 dB 的 ASE 性能的改善.

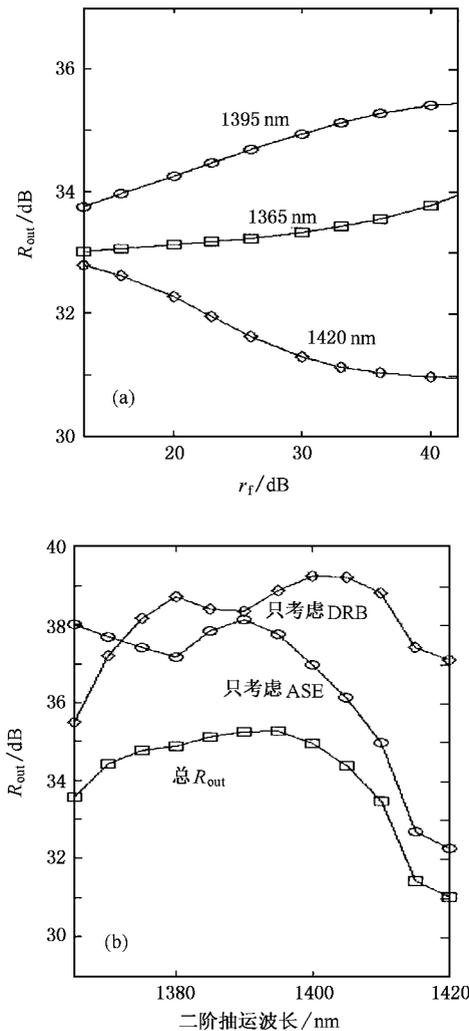


图 7 采用对称抽运结构的输出 OSNR R_{out} (a) 对应于不同的 r_f (b) 对应于不同的二阶抽运波长, $r = 36 \text{ dB}$

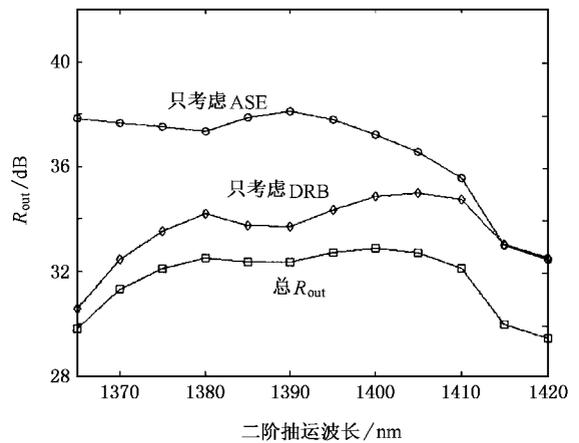


图 8 优化后的 OSNR 与二阶抽运波长的关系 $R_s = 8 \times 10^{-5} / \text{km}$, 拉曼净增益为 4 dB , 最优的 λ_{p2} 在 1400 nm 左右

为获得更通用的结论, 对应于不同 K_{NL} 、光纤损耗、瑞利散射系数的 R_{out} 曲线分别在图 10(b)–(d) 中给出. 如图 10 所示, BiDP 结构对于功率分布不均

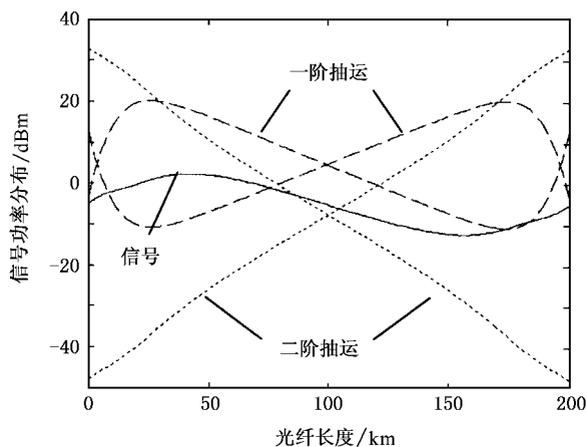


图 9 双向二阶抽运结构的信号和各阶抽运的功率分布 二阶抽运波长为 1395 nm, r_f 为 4000:1

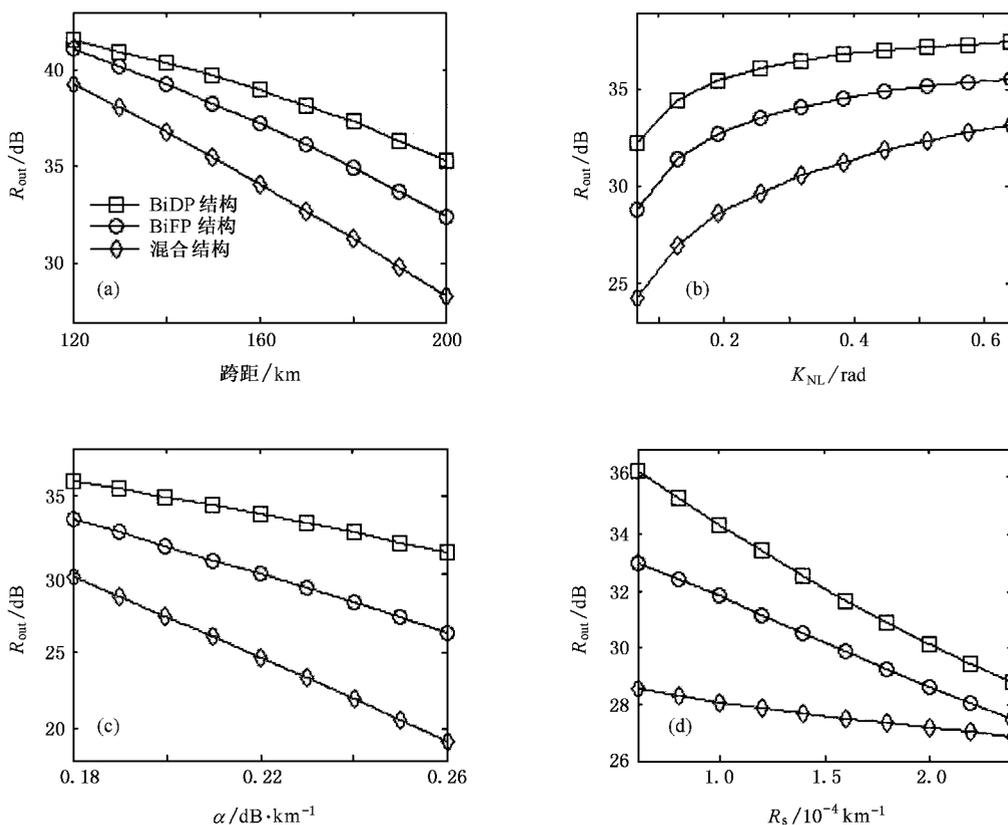


图 10 三种放大方式优化后的 OSNR 放大器间距为 200 km, $K_{NL-ref} = 0.09$ rad. (a) 跨距改变 (b) K_{NL} 改变 (c) 光纤损耗 α 改变 (d) 瑞利散射系数改变

放大情况,在文献 [12] 中我们同样计算了多波长抽运下宽带 BiFP 方式的性能变化,证明其优势基本不变.但对于 BiDP 结构,其信号带宽(20—30 nm 左右)不能太宽,否则高阶抽运的优势将在带宽边缘被抵消.实际上,已报道的二阶拉曼抽运方式的增益带宽

匀所导致的 ASE 性能恶化具有更大的容限,因此当间距或光纤损耗增加时, BiDP 结构的优势加大.然而 K_{NL} 或瑞利散射系数的增大将会加大 DRB 噪声在总的噪声功率中的比重,这将在一定程度上削弱了 BiDP 结构的优势,甚至可能使混合放大方式成为最佳选择^[10].所幸的是,在实际系统中较低的瑞利散射系数、较小的 K_{NL} 、较小的光纤损耗以及接近于 0 dB 的净增益总是可以满足的,因此对于绝大多数情况 BiDP 方式总可以得到最佳的性能.另外,在文献 [12] 中我们还比较了带有中间隔离器的反向拉曼抽运方式,其性能劣于 BiFP 方式,因此也就比 BiDP 方式更差.

最后需要指出的是,上述结论也适用于多信道

都不超过 40 nm.

4. 结 论

本文应用变分原理较为严格地获得了在不考虑

DRB 噪声时的最优信号功率分布曲线,可以在相同的非线性条件下获得最佳的 ASE 性能,验证了 Perlin 等的结论.当考虑 DRB 噪声时显式的最优分布函数不存在,只能通过数值计算对不同抽运方式进行比较和优化.对 BiFP 结构、BiDP 结构以及混合放大结构进行了深入的性能比较,指出无论在长跨距或短跨距系统中,通过优化一阶抽运波长以及一

阶到二阶抽运功率比,对称结构的 BiDP 方式在绝大部分情况下可以在相同的非线性条件下获得更优的 OSNR 性能,但当 DRB 影响非常大时,混合放大结构将具有更好的性能.结果表明双向拉曼抽运方式具有优越的性能和广阔的发展前景.我们下一步的工作将重点针对分布式拉曼放大器在实际传输系统中的优化和实验验证.

-
- [1] Ma Y H , Xie S Z , Chen M H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 123 (in Chinese) [马永红、谢世钟、陈明华 2005 物理学报 **54** 123]
- [2] Hansen P B , Eskildsen L , Stentz A J *et al* 1998 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **10** 159
- [3] Bouteiller J C , Brar K , Bromage J 2003 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **15** 212
- [4] Perlin V E , Winful H G 2002 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **14** 1199
- [5] Kidorf H , Rottwitz K , Nissov M *et al* 1999 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **11** 530
- [6] Tong Z , Wei H , Jian S S 2003 *Opt. Commun.* **217** 401
- [7] Nissov M , Rottwitz K , Kidorf H D *et al* 1999 *Electron. Lett.* **35** 997
- [8] Hainberger R , Hoshida T , Terahara T *et al* 2002 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **14** 471
- [9] Essiambre R J , Winzer P , Bromage J *et al* 2002 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **14** 914
- [10] Tong Z , Wei H , Jian S S 2004 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **16** 933
- [11] Wu D G 1987 *Variational Method* (Beijing : Higher Education Press) p12 (in Chinese) [吴迪光 1987 变分法 (北京 : 高等教育出版社) 第 12 页]
- [12] Tong Z , Wei H , Jian S S 2003 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **15** 1782
- [13] Zhu Y , Lee W S , Scahill C *et al* 2001 *Electron. Lett.* **37** 43

Optimal design of distributed Raman amplifiers employed in long-haul optical transmission systems^{*}

Tong Zhi[†] Wei Huai Jian Shui-Sheng

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

(Received 11 May 2005 ; revised manuscript received 28 November 2005)

Abstract

The optimization of pumping schemes of distributed Raman amplifiers employed in long-haul optical transmission systems is investigated in detail. Considering the received optical signal to noise ratio (OSNR) as well as nonlinear distortion and the optimal signal power distribution, i.e. uniform distribution, is achieved by using variational method. But the analytical optimal distribution does not exist when taking double Rayleigh backscattering (DRB) into account. Comparison between three Raman amplification schemes, i.e. bidirectional dual-order, first-order pumping and Raman-plus-Erbium doped fiber amplifier hybrid amplification, is carried out at identical nonlinear phase shifts. The results show that symmetric bidirectional dual-order pumping can achieve the best OSNR performance through appropriate choice of the second-order pump wavelength and second-to-first-order pump power ratio in most cases for both short- and long-span applications. However, hybrid amplification will be a better choice when the DRB noise is dominant. These results will be helpful for designing long-haul transmission systems.

Keywords : fiber Raman amplifiers, double Rayleigh backscattering, variational method, fiber nonlinearity

PACC : 4280M, 4265C, 4225B, 4255N

^{*} Project supported by the National High Technology Development Program of China (Grant No. 2001AA22012) the Natural Science Foundation of Beijing, China (Grant No. 4052023) and the Science and Technology Foundation of Beijing Jiaotong University, China (Grant No. 2004RC073).

[†] E-mail: zhtong@center.njtu.edu.cn