

文章编号: 0258-702X(2002)02-0143-06

# 光纤中的瑞利后向散射对分布式光纤拉曼放大器噪声特性的影响

张 巍, 彭江得, 刘小明, 范崇澄

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

**提要** 光纤中的瑞利散射会对分布式光纤拉曼放大器(DFRAs)的放大的自发辐射(ASE)噪声产生影响,并带来二次瑞利散射(DRB)效应。得到了DFRAs中各种噪声项的解析或半解析表达式。通过此表达式深入分析了各噪声项影响分布光纤拉曼放大器性能的规律,并利用等价接收机灵敏度的概念讨论了瑞利散射对DFRAs噪声特性两种影响的总效果。

**关键词** 光纤拉曼放大器, 瑞利散射, 放大的自发辐射, 二次瑞利散射, 接收机灵敏度

**中图分类号** O 436.2 **文献标识码** A

## Impact of Rayleigh Backscattering on Noise Characteristics of Distributed Fiber Raman Amplifiers

ZHANG Wei, PENG Jiang-de, LIU Xiao-ming, FAN Chong-cheng

(Department of Electronics Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084)

**Abstract** Semi-analysis expressions of various electrical noise terms in distributed fiber Raman amplifiers are derived in this paper, accounting to impacts of Rayleigh backscattering on amplified spontaneous emission (ASE) and double Rayleigh backscattering (DRB) noise. The concept of equivalent sensitivity is introduced in this paper. The impacts of Rayleigh backscattering on the noise performance of distributed Raman amplifier is studied comprehensively by this concept.

**Key words** fiber Raman amplifier, Rayleigh scattering, amplified spontaneous emission, double Rayleigh scattering, sensitivity

### 1 引 言

分布式光纤拉曼放大器(DFRAs)具有良好的噪声特性和较宽的增益带宽,已经成为新一代光通信网络和长距离无中继系统中的关键技术。前向抽运的DFRAs容易受到抽运光强度和偏振不稳定性的影响<sup>[1,2]</sup>。因此,目前DFRAs普遍采用后向抽运(B-DFRA)。目前,利用B-DFRA低噪声的特性把它作为接收机或EDFA的预放大器已经成为一个引人注目的发展方向。

光纤中的瑞利后向散射(RBS)会在两个方面影响B-DFRA的性能:一是某一方向的ASE会被反射到另一方向并在此方向上经历拉曼增益。ASE经过

这种分布式的多次反射和放大,会导致光信噪比的恶化。P. B. Hansen等通过数值求解带有RBS项的微分方程组,发现存在一个最优的抽运功率使等价噪声系数最小<sup>[3]</sup>。近期,此项影响已经有解析的理论分析结果<sup>[4]</sup>。二是信号光的分布式的多径反射光会对原信号形成干扰,影响信号质量。在这方面的研究工作集中于二次瑞利散射(DRB)<sup>[5,6]</sup>。最近已经有一些试验报道<sup>[7,8]</sup>。

为了综合考虑RBS两方面的影响,本文通过假定B-DFRA后紧接一个光接收机构成一个接收终端,得到了考虑瑞利后向散射影响下的主要接收机电噪声均方电流的解析解,并且通过引入等价接收灵敏度的概念考察瑞利后向散射对DFRA性能的综

收稿日期 2000-12-25

作者简介 张巍(1974—),男,清华大学电子工程系博士,主要从事与光通信相关的光电子学研究。E-mail: wzhang98@mails.tsinghua.edu.cn

合影响。

## 2 理论分析

### 2.1 B-DFRAs 中的 ASE 噪声

设  $z$  坐标原点在 DFRAs 的输出端, 则后向抽运光功率遵循指数衰减的规律

$$P_p(z) = P_p(0) \cdot \exp(-\alpha_p z) \quad (1)$$

B-DFRAs 的前向 ASE 功率可以由以下微分方程组得到<sup>[3]</sup>

$$\frac{d}{dz} N_s^+(z) = -C_r P_p(z) [N_s^+(z) + 1] + \alpha_s N_s^+(z) - r N_s^-(z) \quad (2)$$

$$\frac{d}{dz} N_s^-(z) = C_r P_p(z) [N_s^-(z) + 1] - \alpha_s N_s^-(z) + r N_s^+(z) \quad (3)$$

$N_s^\pm(z)$  为拉曼散射产生的 Stokes 光子数。上角标的正号表示沿前向 ( $-z$  向) 传播, 负号沿后向 ( $+z$  向) 传播。 $C_r = g_r/bA_{\text{eff}}^{[3]}$ , 其中  $g_r$  为拉曼增益系数, 它与光纤的种类和抽运光与 Stokes 光间的频差有关。 $A_{\text{eff}}$  为光纤的有效面积。 $b$  为一个描述 Stokes 光与抽运光间偏振态相互关系的常数, 当 Stokes 光与抽运光在光纤中保持相同偏振态时,  $b = 1$ , 当 Stokes 光与抽运光的偏振态在光纤中完全混乱时,  $b = 2^{[9]}$ 。所以,  $C_r P_p(z)$  代表单位光纤长度上一个偏振模内 Stokes 光子数的拉曼增益。 $\alpha_s$  和  $\alpha_p$  分别代表 Stokes 光与抽运光在光纤中的损耗。 $r = S\alpha_{rs}$  代表在 Stokes 光波长上单位长度的瑞利反射率。其中  $\alpha_{rs}$  为传输光纤中的瑞利损耗,  $S$  为模光纤中 RBS 的俘获系数。

为了研究 RBS 对 B-DFRAs 噪声特性的影响, (2)(3) 式中的 RBS 项不能忽略, 从而使该方程组求解困难。考虑到  $r$  的取值很小, 可以忽略高次瑞利反射而只考虑一次反射。通过这样的简化, 可以得到前向输出 ASE 光子数的解析表达式<sup>[4]</sup>

$$N_s^+(0) = q^{-\frac{\alpha_s}{\alpha_p}} \exp(q) \gamma \left( \frac{\alpha_s}{\alpha_p} + 1, q \right) + \frac{r}{2\alpha_p \left( 1 - \frac{\alpha_s}{\alpha_p} + q \right)} \times \exp(2q) \left[ (2q)^{-\frac{2\alpha_s}{\alpha_p}} \gamma \left( \frac{2\alpha_s}{\alpha_p}, 2q \right) - (2q)^{-q - \frac{\alpha_s}{\alpha_p}} \gamma \left( \frac{\alpha_s}{\alpha_p} + q + 1, 2q \right) \right] \quad (4)$$

其中  $q = C_r P_p(0)/\alpha_p$  (5)  $q$  为一个描述 B-DFRAs 中光纤参数和抽运功率的总

效果的无量纲参量。 $\gamma(\cdot)$  为不完全伽马函数<sup>[10]</sup>。在 (4) 式中, 第一项是忽略瑞利后向散射的条件下前向输出 ASE 光子数的解。第二项则反映了瑞利后向散射的影响。

则在给定接收机光带宽  $B_o$  下, 前向输出 ASE 光功率为

$$P_{\text{ase}} = 2N_s^+(0)h\nu B_o \quad (6)$$

其中  $h\nu$  为给定波长下单光子的能量。因子 2 是考虑到两个偏振态的结果。

### 2.2 B-DFRAs 中 DRB 产生的交扰噪声

因为瑞利反射率  $r$  很小, 所以可以忽略信号光高次反射的影响而只考虑 DRB 光产生的交扰噪声。本文扩展了 Wang Ping 和 Jan Conradi 的方法<sup>[11]</sup>, 使之可以用于 B-DFRAs。

DFB 光的产生机制见图 1。其中  $E_s$  为线偏振信号光的电场强度,  $E_{\text{DRB}}$  为与信号光具有相同偏振态

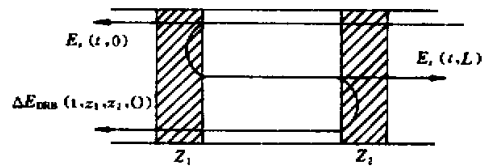


图 1 DFB 光的产生机制

Fig.1 Generation of the DRB light

的 DRB 光的电场强度。输出端总光强为

$$K(t) = [E_s(t, 0) + E_{\text{DRB}}(t, 0)] \cdot [E_s(t, 0) + E_{\text{DRB}}(t, 0)]^* = |E_s(t, 0)|^2 + |E_{\text{DRB}}(t, 0)|^2 + 2\text{Re}[E_s(t, 0)E_{\text{DRB}}^*(t, 0)] \quad (7)$$

(7) 式中的第一项为信号光强, 第二项为 DRB 光光强, 第三项为信号电场与 DRB 光电场拍噪声的强度。考虑到  $r$  很小, 在实际应用条件下, 第二项远小于第三项。因此只需计算第三项并把它称为 DRB 噪声。

通过文献 [11] 中的方法, 可以给出 DRB 噪声的时间平均自相关函数

$$\overline{R_{\text{DRB}}(\tau)} = 2 \cdot |R_{E_s}(\tau)|^2 \cdot r^2 \cdot \int_{LL}^{0z_1} e^{2\alpha_s(z_2-z_1)} \cdot e^{2\alpha \left( e^{-\alpha_p z_2} - e^{-\alpha_p z_1} \right)} dz_2 dz_1 \quad (8)$$

其中,  $\cdot$  为信号电场的自相关函数量值的平方。DRB 光与信号光具有相同的偏振态。DRB 光的偏振度为 1/9。经过繁复的推导, 可以得到一个

易于计算的 DRB 噪声功率谱密度的半解析解

$$P_{s\text{-DRB}}(f) = \frac{10}{9} \cdot \frac{r^2}{\alpha_p^2} \cdot \left\{ \int_{2qe^{-\alpha_p L}}^{2q} x^{-\frac{2\alpha_s}{\alpha_p}-1} \cdot e^x \cdot \left[ \gamma\left(\frac{2\alpha_s}{\alpha_p}, x\right) - \gamma\left(\frac{2\alpha_s}{\alpha_p}, 2qe^{-\alpha_p L}\right) \right] \cdot dx \right\} \cdot F(|R_k(\tau)|^2) \quad (9)$$

其中,  $F$  代表傅里叶变换,  $x$  为一个积分变量 ( $x = 2q \exp(-\alpha_p z_l)$ )

### 2.3 带有 B-DFRAs 光接收终端的等价接收灵敏度

ASE 和 DRB 噪声在光域上有不同的特性, 无法比较。通过假定一个 B-DFRA 和一个光接收机构成一个光接收终端, 可以计算出接收机中的各种电噪声项, 在电域上比较各种噪声的影响并考察 RBS 对 B-DFRAs 性能的综合影响。不考虑 DRB 噪声, 接收机中主要有四个噪声项, 它们的均方噪声电流表达式为

$$\begin{aligned} \sigma_{s\text{-sp}}^2 &= 2P_s P_{\text{ase}} \eta^2 \frac{B_e}{B_o} \\ \sigma_{\text{sp-sp}}^2 &= P_{\text{ase}}^2 \eta^2 \frac{B_e}{B_o} \frac{2B_o - B_e}{B_o} \\ \sigma_{\text{shot}}^2 &= 2e\eta(P_s + P_{\text{ase}})B_e \\ \sigma_{\text{th}}^2 &= 4kTB_e/R \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $P_s$  为进入接收机的信号光功率。信号光有“1”和“0”两种状态。这两种状态下信号光功率可以由信号的平均功率 ( $P_{\text{re}}$ ) 和信号消光比 (EXT) 决定。 $P_{\text{ase}}$  为给定光带宽下 ASE 噪声功率。 $\eta$  为探测器响应度。 $B_o$  为接收机光带宽,  $B_e$  为接收机电带宽。 $k$  为玻尔兹曼常数,  $R$  为在温度  $T$  下接收机的等效热电阻。

DRB 噪声的时间平均均方噪声电流为<sup>[11]</sup>

$$\overline{\sigma_{s\text{-DRB}}^2} = \eta^2 \int P_{s\text{-DRB}}(f) df \quad (11)$$

所以

$$\sigma_{s\text{-DRB}}^2 = \frac{10}{9} P_s P_{\text{re}} \eta^2 \cdot \frac{r^2}{\alpha_p^2} \cdot \left\{ \int_{2qe^{-\alpha_p L}}^{2q} x^{-\frac{2\alpha_s}{\alpha_p}-1} \cdot e^x \cdot \left[ \gamma\left(\frac{2\alpha_s}{\alpha_p}, x\right) - \gamma\left(\frac{2\alpha_s}{\alpha_p}, 2qe^{-\alpha_p L}\right) \right] \cdot dx \right\} \quad (12)$$

通过 (10) (12) 式, 可以分别得到“0”和“1”下总的均方噪声电流

$$\sigma_0^2 = \sigma_{\text{th}}^2 + \sigma_{\text{shot } 0}^2 + \sigma_{s \ 0\text{-sp}}^2 + \sigma_{\text{sp-sp}}^2 + \sigma_{s \ 0\text{-DRB}}^2$$

$$\sigma_1^2 = \sigma_{\text{th}}^2 + \sigma_{\text{shot } 1}^2 + \sigma_{s \ 1\text{-sp}}^2 + \sigma_{\text{sp-sp}}^2 + \sigma_{s \ 1\text{-DRB}}^2 \quad (13)$$

接收机中的信号电流为

$$I_1 = \eta P_{s \ 1} \quad I_0 = \eta P_{s \ 0} \quad (14)$$

在高斯噪声分布及最佳判决电平等近似下, 接收机误码率可以由下式得到

$$\text{BER} \approx \frac{1}{Q} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right) \quad (15)$$

其中  $Q$  为 Personick's  $Q$  参数, 可以由下式计算

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}} \quad (16)$$

接收机灵敏度的定义是确保接收机工作在给定误码率 (如  $10^{-12}$ ) 下的输入信号平均光功率。对于带有 B-DFRAs 的接收终端, 定义信号输入点是非常困难的。由于传输光纤的长度是由系统设计决定的, 如果用传输光纤的输入端作为接收终端的输入点, 则不同系统的输入信号没有可比性。我们假定整个接收终端被一个具有相同性能的等价接收机代

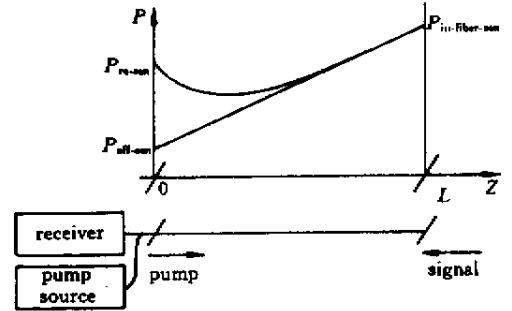


图 2 等价接收灵敏度的概念

Fig. 2 Concept of the effective receiver sensitivity

替, 如图 2 所示。等价接收机的灵敏度可以由下式计算

$$P_{\text{eff-sen}}^{\text{dBm}} = P_{\text{re-sen}}^{\text{dBm}} - G_{\text{on-off}}^{\text{dB}} = P_{\text{in-fiber-sen}}^{\text{dBm}} - \alpha_s L \text{ (dB)} \quad (17)$$

其中,  $P_{\text{re-sen}}$  为在接收终端恰好满足误码率要求时 B-DFRA 的平均信号输出功率,  $P_{\text{in-fiber-sen}}$  为此时传输光纤输入端的平均信号功率。定义等价接收机的灵敏度为整个接收终端的等价接收灵敏度。等价接收灵敏度反映了在给定码率下, 接收机内所有电噪声项的总效果, 从而可以全面地反映 RBS 对 B-DFRA 噪声特性的两种不同影响。

## 3 计算结果与分析

以上分析得到了接收机内各种电噪声项的均方噪声电流表达式。这一节通过计算来分析 RBS 对 B-DFRAs 噪声特性的影响。主要计算参数见表 1。

表 1 计算参数

Table 1 Parameters used in calculation

Fiber loss ( 1550 nm )	0.22 dB/km
Fiber loss ( 1450 nm )	0.25 dB/km
EXT	0.05
Receiver electrical bandwidth	$0.75 \times \text{Bit rate}$
Filter bandwidth before receiver	50 GHz
Detector responsivity	0.8
Receiver thermal noise	$0.036 \mu\text{A}^2$
BER requirement	$10^{-15}$

### 3.1 不同抽运功率下各种电噪声项的比较

抽运功率不仅决定了 B-DFRAs 的增益并且影响 RBS 对 ASE 和 DRB 噪声的作用。在式(5)定义了无量纲参数  $q$  ,在传输光纤给定的情况下 , $q$  正比于抽运功率。图 3 给出了在不同抽运功率下一个 2.5 Gbit/s 接收终端内各种电噪声项的结果。纵坐标为归一化的各种均方噪声电流( 计算出的各种均方电流项均除以接收机内平均信号电流的平方)。在计算中 B-DFRA 内传输光纤长度取 100 km ,输入传输光纤的信号平均光功率为  $100 \mu\text{W}$  ,传输光纤瑞利反射率  $r$  取  $-42 \text{ dB/km}$  ,其他参数见表 1。

图 3( a )给出信号为“ 1 ”时的计算结果。当抽运功率较弱时 ,接收机热噪声决定接收终端的性能。随着抽运功率逐渐上升 ,热噪声影响下降而信号和 ASE 的拍噪声成为接收机性能的决定因素。此时与 ASE 有关的噪声有随抽运功率下降的趋势。但是 ,当抽运功率较强时 ,DRB 噪声的影响随抽运功率很快地增长。当抽运功率过强 ,DRB 噪声甚至能使信号被淹没。图 3( b )给出信号为“ 0 ”时的计算结果。各种噪声项随抽运功率变化的趋势与图 3( a )相同。只是与信号有关的噪声项与图 3( a )相比有较大幅度下降。图 3 的计算结果表明 B-DFRA 可以提高接收终端的电信噪比。但是如果抽运功率过强 ,DRB 噪声会使电信噪比恶化。这种恶化是无法通过提高信号光功率来抑制的。

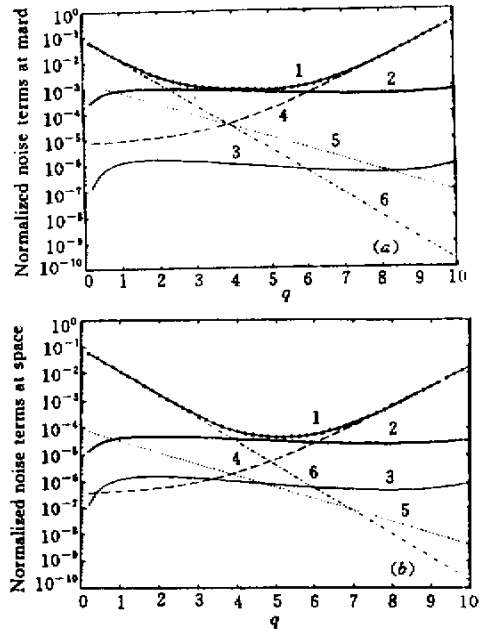


图 3 不同抽运功率下各噪声项的计算结果  
1 :总噪声 2 :信号与 ASE 的拍噪声 3 :ASE 与 ASE 的拍噪声 ;  
4 :DRB 噪声 5 :散粒噪声 6 :热噪声

Fig.3 Various noise terms at different pump power

1 :total noise at space ; 2 :noise term of signal beating with ASE ; 3 : noise term of ASE beating with ASE ; 4 : DRB noise term ; 5 : shot noise term at mark ; 6 : thermal noise term

### 3.2 不同瑞利反射率下各种电噪声项的比较

瑞利反射率  $r$  直接影响 RBS 对 ASE 和 DRB 噪声的作用。 $r$  的大小因不同的光纤而异。图 4 给出了在不同  $r$  下一个 2.5 Gbit/s 接收终端内各种电噪声项的计算结果。纵坐标为归一化的均方噪声电流(同 3.1)。计算中取  $q = 6$  而  $r$  作为变量。其他计算参数同 3.1。

图 4( a )( b )分别对应“ 1 ”和“ 0 ”两种情况。在两种情形中各种噪声项的变化趋势是一致的。只是与信号相关的噪声在图 4( b )中要小很多。因为  $q$  取 6 ,B-DFRA 的增益较大 ,所以在  $r$  较小的情况下与 ASE 有关的噪声项超过其他噪声项。但是 DRB 噪声对  $r$  更敏感 ,当  $r$  很大时 DRB 噪声会超过其他噪声项成为决定接收终端性能的因素。

### 3.3 计算接收终端的等价接收灵敏度来考察 RBS 对 B-DFRA 性能影响的总效果

首先在不同的抽运功率下计算一个 2.5 Gbit/s

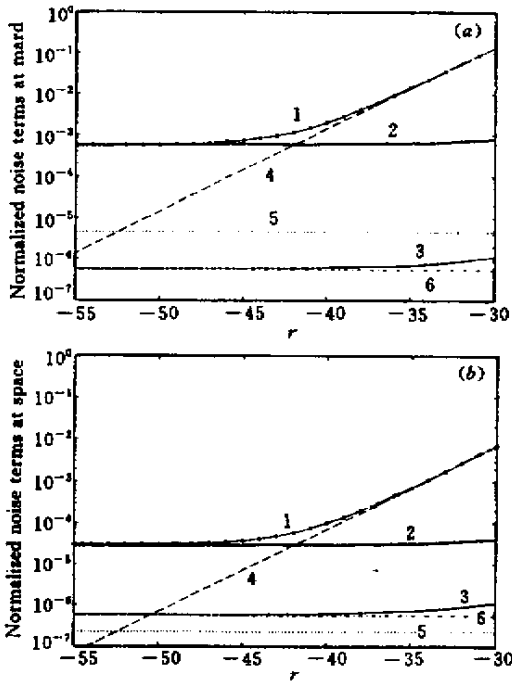


图 4 不同瑞利反射率下各噪声项的计算结果

1~6 同图 3

Fig.4 Various noise terms at different Rayleigh reflectivity

1~6 are the same as Fig.3

接收终端的等价接收灵敏度。其中, B-DFRA 内传输光纤长 100 km。计算中选择了两个瑞利反射率  $r$  值:  $-42 \text{ dB/km}$ ,  $-45 \text{ dB/km}$ 。对于每个  $r$ , 分别计算了有 DRB 噪声和忽略 DRB 噪声的结果。忽略 RBS 的结果也被计算出来以作为比较。其他计算参数见表 1。

计算结果如图 5 所示。对于忽略 RBS 情况, 等价接收灵敏度随抽运功率的增强单调提高。对于实际情况, 等价接收灵敏度受 RBS 的影响。存在一个最优的  $q$ , 在此  $q$  下接收终端具有最佳的等价接收灵敏度。最优的  $q$  和最佳的等价接收灵敏度是和  $r$  有关的。在此计算中, 当  $r$  取  $-42 \text{ dB/km}$  时, 最优的  $q$  为 7.0, 最佳的等价接收灵敏度为  $-49.0 \text{ dBm}$ , B-DFRA 对接收终端灵敏度的提高为 21.3 dB。当  $r$  取  $-45 \text{ dB/km}$  时相应的结果是 7.6,  $-49.5 \text{ dBm}$  和 21.8 dB。从图 5 可以看出对于  $r$  较小的 B-DFRA 最佳的等价接收灵敏度较好, 相应的最优  $q$  值较大。由此可以看出选用  $r$  较小的光纤通信系统采用 B-DFRA 提高系统性能的潜力较大。在计算出最优的  $q$  值后, 对于给定光纤的系统最优的抽运功率可由

(2) 式得到。

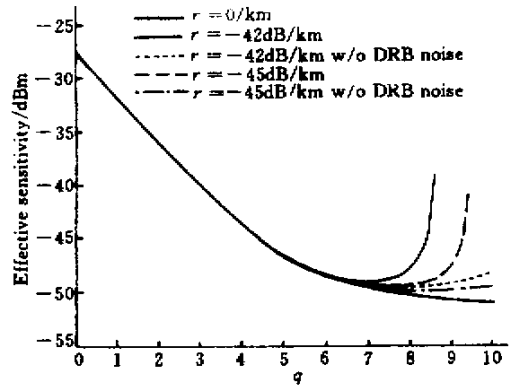


图 5 不同抽运功率下 2.5 Gbit/s 接收终端等价接收灵敏度的计算结果

Fig.5 Equivalent sensitivity of a 2.5 Gbit/s receiver terminal with a B-DFRA at different pump power

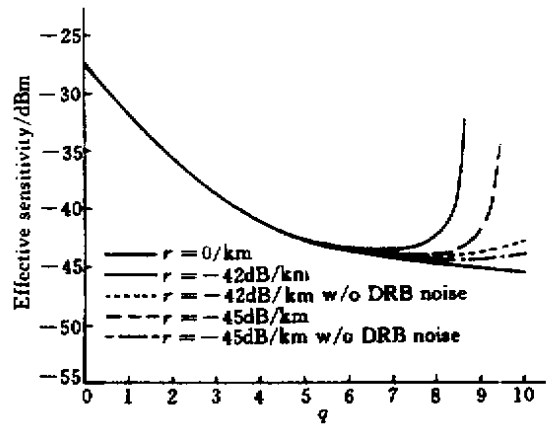


图 6 不同抽运功率下 10 Gbit/s 接收终端等价接收灵敏度的计算结果

Fig.6 Equivalent sensitivity of a 10 Gbit/s receiver terminal with a B-DFRA at different pump power

在图 3 中已经可以看出当  $q$  较大时 DRB 噪声成为主要的噪声项。图 5 的结果表明在忽略 DRB 噪声的情况下也有一个最优的  $q$  值和相应的最佳等价接收灵敏度。但是 DRB 噪声使得最优的  $q$  值变小, 并相应地使最佳等价接收灵敏度变坏。在  $q$  大于最优值后等价接收灵敏度随  $q$  值的上升迅速恶化。在  $q$  大于某值时, 由于 DRB 噪声已经将信号电流淹没, 接收机已经无法工作。我们称这个  $q$  值为临界  $q$  值, 相应的抽运功率为临界抽运功率。在图 5 的结果中, 当  $r$  取  $-42 \text{ dB/km}$  时临界  $q$  值约为 8.6, 当  $r$  取  $-45 \text{ dB/km}$  时临界  $q$  值约为 9.4。

图 6 为一个 10 Gbit/s 接收终端的计算结果。

计算中接收机电带宽取 7.5 GHz,其他参数与 2.5 Gbit/s 接收终端的计算完全相同。图 6 的结果表明 10 Gbit/s 接收终端的等价接收灵敏度随  $q$  变化的趋势与 2.5 Gbit/s 接收终端的情况完全相同。当  $r$  取  $-42$  dB/km 时,最优的  $q$  为 6.8,最佳的等价接收灵敏度为  $-43.6$  dBm,DFRA 对接收终端灵敏度的提高为 16.0 dB。当  $r$  取  $-45$  dB/km 时相应的结果是 7.6,  $-44.1$  dBm 和 16.5 dB。与 2.5 Gbit/s 接收终端的情况相比 DFRA 对接收终端灵敏度的提高减小了,这是因为 10 Gbit/s 接收机有更宽的电带宽。图 6 表明 10 Gbit/s 接收终端也存在一个临界  $q$  值。当  $r$  取  $-42$  dB/km 时临界  $q$  值为 8.6,当  $r$  取  $-45$  dB/km 时临界  $q$  值为 9.4。此结果与 2.5 Gbit/s 接收终端的情况相同,这是因为临界  $q$  值仅由 DRB 噪声决定,而 DRB 噪声与接收机电带宽无关。因此临界  $q$  值与接收机码率无关,仅由  $r$  值决定。

## 4 总 结

本文为了分析 RBS 对 B-DFRA 性能的影响,假定一个光接收机和一个 B-DFRA 预放大器构成接收终端,得到了接收终端中各种电噪声项的解析或半解析表达式。计算结果表明当抽运功率较弱时 ASE 噪声是决定 B-DFRA 性能的主要因素。随着抽运功率增强,DRB 噪声逐渐超过其他噪声项成为最主要的噪声。在抽运功率过强时 DRB 噪声甚至有可能淹没信号电流使接收机无法工作。DRB 噪声对瑞利反射率的变化比 ASE 噪声更敏感。为了全面地考察 RBS 对 B-DFRA 中 ASE 噪声和 DRB 噪声的影响,本文引入了等价接收灵敏度的概念。计算结果表明存在一个最优的抽运功率使接收终端具有最佳的接收性能。并且由于 DRB 噪声的影响抽运功率有一个上限,超过此上限时无论输入信号光功率如何变化接收终端都将无法工作。

## 参 考 文 献

- 1 A. S. Siddiqui, G. G. Vienne. The effect of pump and signal laser fluctuations on the output signal from Raman and Brillouin optical fiber amplifier [ J ]. *J. Opt. Comm.*, 1992, **13**( 1 ): 33 ~ 36
- 2 F. Forghieri, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy. Bandwidth of cross talk in Raman amplifier [ C ]. in Proceeding of Optical Fiber Communication Conference 1994, San Jose, CA, FC6
- 3 P. B. Hansen, L. Eskildsen, A. J. Stentz *et al.*. Rayleigh scattering limitations in distributed Raman pre-amplifiers [ J ]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1998, **10**( 1 ):159 ~ 161
- 4 Zhang Wei, Peng Jiande, Liu Xiaoming. An analytical expression for the impact of Rayleigh scattering on distributed fiber Raman amplifiers [ J ]. *Chinese J. Lasers* ( 中国激光 ), 2001, **A28**( 12 ):1108 ~ 1112 ( in Chinese )
- 5 M. Nissov, K. Rottwitz, H. D. Kidorf *et al.*. Rayleigh crosstalk in long cascades of distributed unsaturated Raman amplifier [ J ]. *Electron. Lett.*, 1999, **35**( 12 ):997 ~ 998
- 6 P. Wan, J. Conradi. Double Rayleigh backscattering in long-haul transmission systems employing distributed and lumped fibre amplifiers [ J ]. *Electron. Lett.*, 1995, **31**( 5 ):383 ~ 384
- 7 S. R. Chinn. Temporal observation and diagnostic use of double Rayleigh scattering in distributed Raman amplifier [ J ]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1999, **11**( 12 ):1632 ~ 1634
- 8 S. A. E. Lewis, S. V. Chernikov, J. R. Taylor. Characterization of double Rayleigh scattering noise in Raman amplifier [ J ]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2000, **12**( 5 ):528 ~ 530
- 9 R. Stolen. Polarization effects in fiber Raman and Brillouin lasers [ J ]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1979, **QE-15**( 10 ):1157 ~ 1160
- 10 W. Magnus, F. Oberhettinger, R. P. Soni. Formulas and Theorems for the Special Functions of Mathematical Physics [ M ]. Third Edition, New York: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1966
- 11 Ping Wang, Jan Conradi. Impact of double Rayleigh backscattering noise on digital and analog fiber systems [ J ]. *J. Lightwave Technol.*, 1996, **14**( 3 ):288 ~ 297