

文章编号: 0253-2239(2003)07-0834-6

# 光纤传输系统中互相位调制和受激拉曼散射串扰噪声的比较研究 I ——单级传输系统

蒋 志 范崇澄

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

**摘要:** 在密集波分复用强度调制-直接检测光纤系统中, 导出了包含互相位调制和受激拉曼散射共同作用的强度/相位矩阵表达式。在计算强度噪声谱的基础上, 研究了互相位调制和受激拉曼散射的相互耦合并用于密集波分复用系统的噪声分析。分析表明, 受激拉曼散射主要引入低频串扰噪声, 而互相位调制主要引入高频串扰噪声。相邻较近信道引入的串扰噪声主要来源于互相位调制, 相邻较远信道引入的串扰噪声主要来源于受激拉曼散射。在单级传输(无色散补偿)系统中, 系统性能一般首先受到互相位调制的限制。

**关键词:** 光纤通信技术; 互相位调制; 受激拉曼散射; 串扰噪声; 波分复用系统

中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

## 1 引 言

随着密集波分复用(DWDM)技术在光纤通信系统中的广泛应用, 信道间非线性相互作用会恶化系统性能<sup>[1,2]</sup>, 其中, 可能成为系统性能限制因素的互相位调制(XPM)<sup>[3~6]</sup>和受激拉曼散射(SRS)<sup>[7~9]</sup>引起了广泛的兴趣。互相位调制起因于相邻信道通过克尔效应引起参考信道的相位调制, 再通过光纤色散转化为强度调制。在直接检测系统中, 由于调制码的随机特性, 这种强度调制表现为参考信道上的强度噪声<sup>[3~6]</sup>。受激拉曼散射会导致信道间的功率转移: 它不仅会造成信道间的平均功率转移, 其影响可以通过信道均衡来补偿<sup>[8]</sup>; 更为严重的是调制码通过功率转移会直接在参考信道上造成强度调制引起强度噪声<sup>[7,8]</sup>。由于互相位调制引起相位调制, 而受激拉曼散射引起强度调制, 因此可以把它们统一起来研究。文献[9]在副载波调制(SCM)光纤系统中, 分析了单级光纤传输系统中互相位调制和受激拉曼散射共同作用引起的信道串扰。本文在直接检测系统中, 导出了级联系统中包含互相位调制和受激拉曼散射共同作用的强度/相位调制矩阵表达式, 藉以计算接收端的强度噪声谱, 并进而比较研究了互相位调制和受激拉曼散射对系统性能的影响, 给出了多信道密集波分复用系统分析与设计的

若干建议。本文理论推导的主要前提是: 1) 为了隔离探测信号自身的传输效应, 探测信号取为连续波, 抽运(串扰)信道为随机调制信号。2) 忽略传输效应导致的抽运信号波形变形, 数值仿真证实了这一近似的合理性。

## 2 基本理论

设同偏振方向的连续波探测信号  $A_0(z, t)$  和抽运调制信号  $A_{\text{mod}}(z, t)$  在单模光纤中传输, 连续波  $A_0(z, t)$  满足非线性薛定谔方程<sup>[2]</sup>:

$$\frac{\partial A_0}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A_0 + \frac{1}{v_{g0}} \frac{\partial A_0}{\partial t} - \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_0}{\partial t^2} = -i\gamma(|A_0|^2 + 2|A_{\text{mod}}|^2)A_0 + \frac{g}{2}|A_{\text{mod}}|^2 A_0, \quad (1)$$

式中下标“0”和“mod”分别表示连续波(探测信道)和调制波(某一抽运信道),  $\alpha$  为光纤损耗,  $v_{g0}$  为群速度,  $\beta_2 = -\lambda_0^2 D_0 / 2\pi c$ ,  $\lambda_0$  为波长,  $D_0$  为光纤色散系数,  $c$  为真空光速,  $\gamma$  为光纤非线性系数,  $g = \frac{g' \Delta f}{A_{\text{eff}}}$  为光纤拉曼增益系数,  $g'$  为拉曼增益谱的斜率,  $A_{\text{eff}}$  为光纤有效面积,  $\Delta f = f_{\text{mod}} - f_0$  为信道间距。在传输过程中, 连续波受到互相位调制和受激拉曼散射引起的强度和相位调制, 设为

$$A_0(z, t) = \sqrt{[P_0 + P_X(z, t)] \exp(-\alpha z)} \times \exp\{i[\phi_X(z, t) - \gamma P_0 L_{\text{eff}}]\},$$

$P_0$  为连续波的输入功率,  $L_{\text{eff}} = [1 - \exp(-\alpha z)] / \alpha$  为光纤有效长度,  $P_X$  和  $\phi_X$  为归一化的强度调制(除

E-mail: jiangzhi99@mails.tsinghua.edu.cn

收稿日期: 2002-04-26; 收到修改稿日期: 2002-07-22

以光纤损耗,级联系统还应包括光放大器放大倍数和相位调制(减去连续波自己引起的非线性相移)。由于  $P_x$  和  $\phi_x$  是信道间引起的串扰,可以看成是附加在连续波上的小信号弱调制<sup>[3~6]</sup>。把  $A_0(z, t)$  的

表达式代入(1)式,忽略  $P_x$  和  $\phi_x$  的乘积及其导数的乘积等二阶小量(线性化),经傅里叶变换得到非齐次变系数线性微分方程组

$$\frac{\partial \widetilde{P}_x(z, \omega)}{\partial z} = \beta_2 \omega^2 P_0 \widetilde{\phi}_x(z, \omega) + g P_0 \widetilde{P}_{\text{mod}}(z, \omega), \quad (2a)$$

$$\frac{\partial \widetilde{\phi}_x(z, \omega)}{\partial z} = -\frac{\beta_2 \omega^2}{4 P_0} \widetilde{P}_x(z, \omega) - \gamma \exp(-\alpha z) \widetilde{P}_x(z, \omega) - 2\gamma \widetilde{P}_{\text{mod}}(z, \omega), \quad (2b)$$

其中上标“~”表示傅里叶变换。为简单计,式(2)中去掉了时延项  $\exp(-i\omega z/v_{g0})$ 。该式的物理意义为:(2a)式右端两项依次表示相位调制通过色散转换为强度调制和调制信号通过受激拉曼散射引起连续波的强度调制;而(2b)式右端三项则依次表示强度调制通过色散转换为相位调制,连续波的自相位调制(SPM),以及调制信号通过互相位调制引起连续波的相位调制。简而言之,调制信号通过受激拉曼散射和互相位调制分别对连续波产生强度和相位调制,并在传输过程中通过色散和非线性相互耦合。(2)式构成一个变系数非齐次线性微分方程组,其解为

$$\begin{bmatrix} \widetilde{P}_x(z, \omega)/2P_0 \\ \widetilde{\phi}_x(z, \omega) \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \widetilde{P}_x(0, \omega)/2P_0 \\ \widetilde{\phi}_x(0, \omega) \end{bmatrix} + \mathbf{Q} \widetilde{P}_{\text{mod}}(0, \omega), \quad (3)$$

其中矩阵  $\mathbf{H}$  表征了光纤段输入端处的强度和相位调制在本光纤段内的演化,而矩阵  $\mathbf{Q}$  则表征了调制信号通过受激拉曼散射和互相位调制在本光纤段内对连续波的强度和相位调制;注意到方程组(2)对应的齐次方程组与研究非线性色散光纤中单信道弱强度/相位调制出现的方程组相同<sup>[10,11]</sup>,因此方程组(2)的齐次解  $\mathbf{H}^{\text{注1}}$  是<sup>[10]</sup>

$$\mathbf{H} = \frac{\sinh(\pi v)}{\pi} \begin{bmatrix} s[L'_{iv}(s)K_{iv}(x) - K'_{iv}(s)L_{iv}(x)] & v[K_{iv}(s)L_{iv}(x) - L_{iv}(s)K_{iv}(x)] \\ \frac{sx}{v}[L'_{iv}(s)K'_{iv}(x) - K'_{iv}(s)L'_{iv}(x)] & x[K_{iv}(s)L'_{iv}(x) - L_{iv}(s)L'_{iv}(x)] \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$v = -\beta_2 \omega^2 / \alpha,$$

其中

$$s = 2 \sqrt{-\beta_2 \omega^2 \gamma P_0 / \alpha^2},$$

$$x = s \cdot \exp(-\alpha z / 2),$$

$L_{iv}(x), K_{iv}(x), L'_{iv}(x), K'_{iv}(x)$  是纯虚数阶修正贝塞尔函数及其导数 [ $i = \sqrt{-1}, v$  为实数,用  $L_{iv}(x)$  表示  $I_{iv}(x)$  是为了与文献[13]一致]。有关  $\mathbf{H}$  的详细分析参见文献[10]。

为得到方程组(2)的特解,需要适当的近似。第一,由于输入探测波是连续波,因此叠加在探测波上的弱调制项  $\gamma \exp(-\alpha z) \widetilde{P}_x(z, \omega)$  相对于抽运强调制项  $2\gamma \widetilde{P}_{\text{mod}}(z, \omega)$  可以忽略(在求解  $\mathbf{H}$  时并未忽略)<sup>注2</sup>。第二,类似于单独分析互相位调制和受激拉曼散射<sup>[3~9]</sup>,假定调制波形在传输过程中变化不大(忽略色散和非线性对调制信号的影响),仅考虑损

耗和走离效应,调制信号波形可以近似为<sup>[3]</sup>

$$\widetilde{P}_{\text{mod}}(z, \omega) = \widetilde{P}_{\text{mod}}(0, \omega) \exp(-\mu z),$$

其中  $\mu = \alpha + i\alpha d_{21}$ , 而

$$d_{21} = (v_{\text{gmod}})^{-1} - (v_{g0})^{-1} = \int_{\lambda_0}^{\lambda_{\text{mod}}} D(\lambda) d\lambda \approx D_0 \Delta\lambda,$$

为走离常量,  $\Delta\lambda \equiv \lambda_{\text{mod}} - \lambda_0$ 。这里为了简化问题而不影响物理实质,忽略了色散斜率<sup>注3</sup>。基于以上近似,可以得到  $\mathbf{Q}$  矩阵

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{P\text{-XPM}}(z, \omega) + \mathbf{Q}_{P\text{-SRS}}(z, \omega) \\ \mathbf{Q}_{\phi\text{-XPM}}(z, \omega) + \mathbf{Q}_{\phi\text{-SRS}}(z, \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\gamma M + \frac{g}{2} N \\ -2\gamma N + \frac{g}{2} M \end{bmatrix}, \quad (5)$$

注1) 可以证明  $\mathbf{H}$  矩阵的级联特性  $\mathbf{H}(z_2 + z_1) = \mathbf{H}(z_2) \mathbf{H}(z_1)$ 。

注2) 在此近似下可以证明(3)式的级联特性  $\mathbf{Q}(z_2 + z_1) \approx \mathbf{H}(z_2) \mathbf{Q}(z_1) + \mathbf{Q}(z_2) \exp(\mu z_1)$ 。

注3) 考虑色散斜率仅需修正走离常量的值,但以下的各项定性结论将不受影响。此外,在数值模拟中同样认为色散斜率为零。

其中

$$M = \frac{\mu \sin(bz) - b \cos(bz) + b \exp(-\mu z)}{\mu^2 + b^2},$$

$$N = \frac{\mu \cos(bz) + b \sin(bz) - \mu \exp(-\mu z)}{\mu^2 + b^2},$$

$$b = \frac{\lambda_0^2 D_0 \omega^2}{4\pi c} = -\frac{\beta_2 \omega^2}{2}.$$

可以看出上述表达式的对称性： $Q_{P\text{-XPM}}(z, \omega)$  和  $Q_{\phi\text{-SRS}}(z, \omega)$  仅有系数上的差异， $Q_{\phi\text{-XPM}}(z, \omega)$  和  $Q_{P\text{-SRS}}(z, \omega)$  亦然。这种对称性来源于：互相位调制产生相位调制，受激拉曼散射产生强度调制，如果不涉及这两种效应的物理起因，(2a) 和 (2b) 式在数学形式上具备对称性。需要注意的是拉曼增益系数  $g$  随信道间距近似线性增加，而非线性系数  $\gamma$  则与信道间距无关。

由于在光纤输入端  $\tilde{P}_X(0, \omega) = \tilde{\phi}_X(0, \omega)$ ，因此  $Q$  矩阵对应于单传输段的结果。 $Q_{P\text{-XPM}}$  与文献[3]用另外方法得到的互相位调制强度传输函数相同。忽略光纤色散，令  $b = 0$ ，有

$$Q_{P\text{-SRS}}(z, \omega) = \frac{g}{2} \frac{1 - \exp(-\mu z)}{\mu}$$

退化文献[9]中受激拉曼散射强度传输函数。文献[9]在副载波调制光纤系统中，也分析了互相位调制和受激拉曼散射共同作用引起的信道串扰，但仅给出了单级强度调制项[相应于  $Q_P$  或(5)式中  $Q$  矩阵的第一行]。与已有结果相比较，本工作的主要特点是：第一，同时包含了强度和相位信息，因此可以通过矩阵式(3)方便地处理含有光放大器的多级级联系统，这对于带色散补偿的级联直接检测系统分析非常重要；第二，本文得到的  $Q$  矩阵受激拉曼散射计算中包含色散转化，结果更为准确；第三，本文的结果还包含了某一级产生的互相位调制和受激拉曼散射串扰噪声在后继光纤段传输中受到的调制不稳定性作用(通过  $H$  矩阵体现)。

本文的解析公式是由非线性薛定谔方程出发导出的，其结果与公认的非线性薛定谔方程加分裂步傅里叶步方法得到的数值模拟结果高度一致，从而基本保证了本文结果的正确性。

### 3 单级传输系统

以下讨论单级传输系统的情况。由于在输入端  $\tilde{P}_X(0, \omega) = \tilde{\phi}_X(0, \omega) = 0$ ，级联系统输出端的强度调制和相位调制可以分别写为

$$\tilde{P}_X(\omega) = 2P_0 T_P(\omega) \tilde{P}_{\text{mod}}(0, \omega),$$

$$\tilde{\phi}_X(\omega) = T_\phi(\omega) \tilde{P}_{\text{mod}}(0, \omega),$$

其中  $T_P$  和  $T_\phi$  为级联系统的强度调制函数和相位调制函数。对于单级传输系统， $T_P = Q_P$ ， $T_\phi = Q_\phi$ 。

在此类系统中，只有一个光纤传输段，且不含色散补偿。图 1 给出了不同波长间距(不同走离常量)下，互相位调制和受激拉曼散射单独作用的频率响应曲线。为了验证结果的正确性，同时给出利用分裂步傅里叶法的数值模拟结果。非零色散位移光纤参量为： $\alpha = 0.21 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$ ， $D_0 = 4 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$ ， $\gamma = 1.8 \text{ W} \cdot \text{km}^{-1}$ ， $A' = 4.9 \times 10^{-18} \text{ m} \cdot \text{W}^{-1} \cdot \text{GHz}^{-1}$ ， $A = 55 \text{ } \mu\text{m}^2$ ， $L = 80 \text{ km}$ ， $\lambda_0 = 1545 \text{ nm}$ 。调制信号和连续波的平均功率均为  $10 \text{ dBm}$ ，信道间距分别取  $\Delta\lambda = 0.4 \text{ nm}$ ， $2 \text{ nm}$ ， $10 \text{ nm}$ 。由于接收端光电探测系统的带宽有限(与信号带宽大体相当)，以下的分析集中在频谱的低频区。

图 1(a)和图 1(b)分别是互相位调制的强度传输函数的幅频特性  $|2P_0 Q_{P\text{-XPM}}|$  和相位传输函数的幅频特性  $|2P_0 Q_{\phi\text{-XPM}}|$ 。当走离不明显时，调制信号通过互相位调制引起连续波的相位调制  $P_{\text{mod}} \xrightarrow{\text{XPM}} \phi_{\text{XPM}}$ ，这一过程正比于  $\omega^0$ ，相位调制再通过色散转化(GVD)为强度调制  $\phi_{\text{XPM}} \xrightarrow{\text{GVD}} P_{\text{XPM}}$ ，这一过程正比于  $\omega^2$ 。上述过程与自相位调制引起的效应类似<sup>[10]</sup>。随着走离效应增大(图中为信道间距增加)，上述过程与调制角频率  $\omega$  的关系降低一阶，数学上表为  $|\omega d_{21}| \ll \alpha$  时

$$|Q_{P\text{-XPM}}(L, \omega)| \propto \omega^2, |Q_{\phi\text{-XPM}}(L, \omega)| \propto \omega^0;$$

而  $|\omega d_{21}| \gg \alpha$  时

$$|Q_{P\text{-XPM}}(L, \omega)| \propto \omega^1, |Q_{\phi\text{-XPM}}(L, \omega)| \propto \omega^{-1}.$$

图 1(c)和图 1(d)分别是受激拉曼散射的强度传输函数的幅频特性  $|2P_0 Q_{P\text{-SRS}}|$  和相位传输函数的幅频特性  $|2P_0 Q_{\phi\text{-SRS}}|$ 。当走离不明显时，调制信号通过受激拉曼散射引起连续波的强度调制  $P_{\text{mod}} \xrightarrow{\text{SRS}} P_{\text{SRS}}$ ，这一过程正比于  $\omega^0$ ，强度调制再通过色散转化为相位调制  $P_{\text{SRS}} \xrightarrow{\text{GDV}} \phi_{\text{SRS}}$ ，这一过程正比于  $\omega^2$ 。随着走离效应增大，上述过程与调制角频率  $\omega$  的关系同样降低一阶，数学上表为： $|\omega d_{21}| \ll \alpha$  时

$$|Q_{P\text{-SRS}}(L, \omega)| \propto \omega^0, |Q_{\phi\text{-SRS}}(L, \omega)| \propto \omega^2;$$

而  $|\omega d_{21}| \gg \alpha$  时有

$$|Q_{P\text{-SRS}}(L, \omega)| \propto \omega^{-1}, |Q_{\phi\text{-SRS}}(L, \omega)| \propto \omega^1.$$

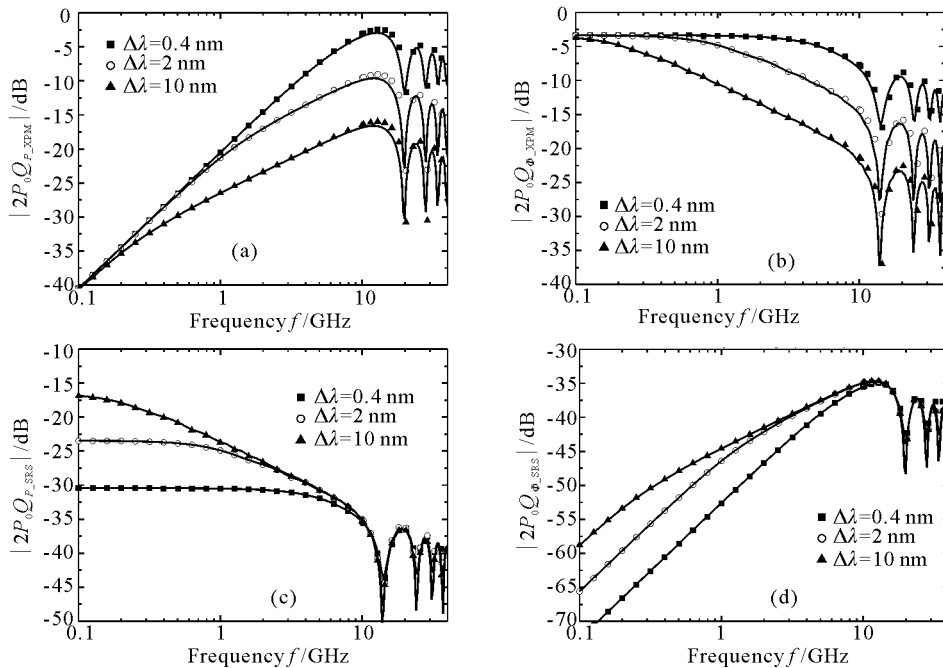


Fig. 1 Frequency response of (a) intensity modulation (IM) by XPM, (b) phase modulation (PM) by XPM, (c) IM by SRS and (d) PM by SRS. Curves: analytical, dots: simulation

由以上分析可见,互相位调制的强度传输函数和受激拉曼散射的相位传输函数类似,反之亦然。需要注意:走离效应使得互相位调制的强度和相位传输函数的幅度随信道间距增大而迅速减小,而拉曼增益系数  $g$  随信道间隔线性增长,“抵消”走离效应而有余,因此受激拉曼散射的强度和相位传输函数的幅度随信道间距增大而增大。从图 1 中容易看出上述特征,解析与数值模拟结果符合很好,高频区的偏差随着光功率和传输距离的增大而增大,其来源是推导方程组(2)特解时的两个假定,且后者或许更主要:脉冲波形畸变较大时将带来明显误差。

需要指出的是互相位调制不会产生功率转移,受激拉曼散射导致的平均功率转移可以通过(3)式计算  $\mu_X = 2P_0 Q_p(L, \omega) |_{\omega=0} \bar{P}_{\text{mod}} = gP_0 L_{\text{eff}} \bar{P}_{\text{mod}}$ ,  $\bar{P}_{\text{mod}}$  为输入调制光的平均功率。在实际系统中,由于受激拉曼散射引起信道间平均功率转移是一个确定性的效应,可以通过信道间功率均衡而消除其对系统的影响<sup>[8]</sup>。另一方面,调制信号通过互相位调制和受激拉曼散射造成探测信号的功率起伏表现为强度噪声,会对系统造成影响<sup>[8,9]</sup>,以下的分析对这一效应予以着重讨论。

图 2 给出了  $\Delta\lambda=10$  nm 下,互相位调制和受激拉曼散射单独作用和共同作用时,强度调制的频率响应特性  $|2P_0 Q_p(L, \omega)|$ 。互相位调制和受激拉曼散射单独作用时,强度调制与两者波长的相对位置

[即  $(\lambda_0 - \lambda_{\text{mod}})$  的符号]无关。互相位调制和受激拉曼散射共同作用时,低频调制主要来自受激拉曼散射,高频调制主要来自互相位调制,在其间的过渡区域,互相位调制和受激拉曼散射共同作用下的强度调制与两者波长的相对位置有关。这一现象在文献[9]中研究单级 SCM-WDM 系统时已经指出,并定性解释如下:由于互相位调制和受激拉曼散射引起的调制都是由同一个调制信号产生的,  $\lambda_0 < \lambda_{\text{mod}}$  时,连续波由于受激拉曼散射被消耗,因此引起的强度调制和调制信号正好反相,而互相位调制引起的调制与调制信号同相,两者相干相消。  $\lambda_0 > \lambda_{\text{mod}}$  时,连续波由于受激拉曼散射被放大,因此引起的强度调制和调制信号同相,而互相位调制引起的调制仍然

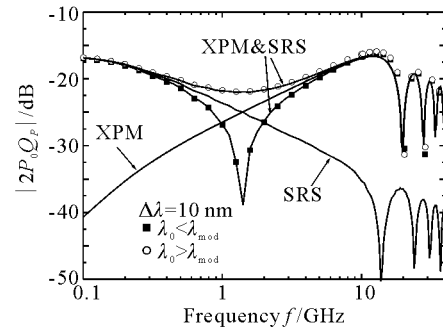


Fig. 2 Frequency response of intensity modulation caused by XPM and SRS. Curves: analytical, dots: simulation

与调制信号同相,两者相干相长。

对于直接检测系统中的随机调制信号,互相位调制和受激拉曼散射引起的强度和相位调制也是随机的,表现为叠加在连续波上的强度和相位噪声。在这类系统中,强度噪声影响系统的最终性能,由强度调制传输函数立即可得连续波的强度噪声谱为

$$S_P(f) = 4P_0^2 |T_P(f)|^2 S_{\text{mod}}(0, f), \quad f = \omega/2\pi.$$

对于伪随机二进制强度调制码流,其功率谱为<sup>[12]</sup>

$$S_{\text{mod}}(0, f) = \frac{1}{4T} |\tilde{P}_P(f)|^2 + \frac{1}{4T^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| \tilde{P}_P\left(\frac{k}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T}\right), \quad (6)$$

其中  $T$  为码元周期,  $\tilde{P}_P(f)$  为单个脉冲的频谱,此处设为超高斯脉冲

$$P_P(t) = P_{P0} \exp[-(t/T_0)^{2m}],$$

且  $m = 2, T_0 = 0.55T$  近似表示不归零(NRZ)码序列,  $P_{P0}$  为峰值功率。在光纤输出端经光电转换后,单边带相对强度噪声谱密度  $\delta_{\text{RIN}}(f) = 2S_P(f)/(P_0)^2$ 。图 3 给出了互相位调制和受激拉曼散射引起的噪声谱,连续波和调制波的平均功率仍是 10 dBm,  $\Delta\lambda = 10$  nm,  $T = 0.1$  ns 对应于 10 Gb/s 系统。在数值计算中,调制信号是  $2^7$  伪随机码,8 次计算结果的平均。图中同时给出了互相位调制和受激拉曼散射单独起作用的结果。再次看到:在信号带宽内,受激拉曼散射引起窄带低频噪声,而互相位调制引起宽带高频噪声。当  $\lambda_0 < \lambda_{\text{mod}}$  互相位调制和受激拉曼散射的作用趋于相消,而  $\lambda_0 > \lambda_{\text{mod}}$  时两者的作用趋于相涨。显然,总的噪声并不是互相位调制和受激拉曼散射单独引起串扰噪声的简单叠加。下面即将指出,噪声功率是图 3 中噪声功率谱的积分,  $\lambda_0 < \lambda_{\text{mod}}$  和  $\lambda_0 > \lambda_{\text{mod}}$  两种情况的差别较不明显。

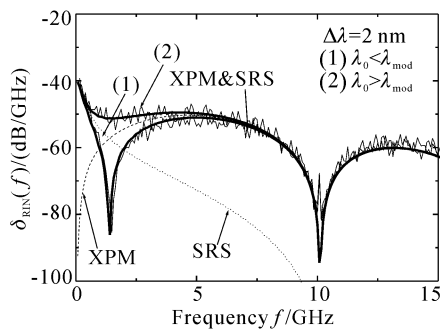


Fig. 3 Relative intensity noise spectral density  $\delta_{\text{RIN}}(f)$  caused by XPM and SRS. Curves: analytical, zigzag lines: simulation

对于强度调制系统而言,表征噪声的最重要物

理量是接收机内经过电滤波器的相对强度噪声

$$\sigma_{\text{RIN}}^2 = \int_0^{\infty} \delta_{\text{RIN}}(f) |H_e(f)|^2 df,$$

其中  $H_e(f)$  是电滤波器频率响应函数。注意,计算噪声功率时要去掉(5)式中的直流冲击分量(对应受激拉曼散射引起的平均功率转移,不会引入噪声)。图 4 给出了  $\sigma_{\text{RIN}}^2$  随信道间距的关系,为了准确计算受激拉曼散射引起的低频噪声,取  $2^{11}$  随机码。四阶贝塞尔电滤波器的 3 dB 带宽为 7.5 GHz。数值模拟与解析结果符合得很好,细微差别源于模拟随机调制信号引入的抖动以及公式自身的偏差。显然,在信道间距小时,由于拉曼增益  $g$  小,受激拉曼散射引起的噪声可以忽略,互相位调制引起的噪声为主;在信道间距大时,互相位调制由于走离效应迅速减小,而拉曼增益线性增加,受激拉曼散射引起的噪声功率与信道间距近似成正比<sup>[8]</sup>,以受激拉曼散射引起的噪声为主。此外,  $\lambda_0 > \lambda_{\text{mod}}$  时的噪声功率比  $\lambda_0 < \lambda_{\text{mod}}$  时稍大。

在波分复用系统中,由于各信道相互独立,参考信道受到的串扰为其余信道引入的串扰噪声之和。对于无色散补偿的系统,由图 4 可知:10 nm 以内的信道引入的串扰噪声主要源于互相位调制,因此这类系统性能首先受到互相位调制的限制。系统有色散补偿时的讨论见本文的第 II 部分。

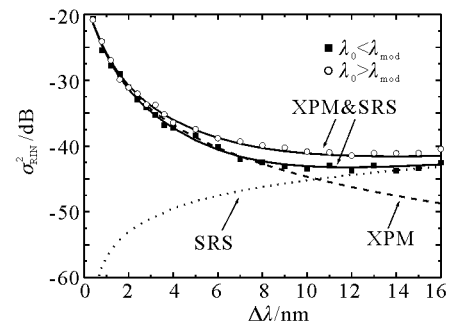


Fig. 4 Relative intensity noise  $\sigma_{\text{RIN}}^2$  caused by XPM and SRS. Curves: analytical, dots: simulation

**结论** 在直接检测光纤系统中,导出了包含互相位调制和受激拉曼散射共同作用下的强度/相位矩阵表达式,由于互相位调制引入相位调制而受激拉曼散射引入强度调制,因此两者在物理起源和数学形式上具有对称性。在计算强度噪声谱的基础上,研究了互相位调制和受激拉曼散射的相互耦合并用于波分复用系统分析。分析表明:受激拉曼散射主要引起低频串扰噪声,而互相位调制主要引入高频串

扰噪声。相邻较近信道引入的串扰噪声主要源于互相位调制,相邻较远信道引入的串扰噪声主要来源于受激拉曼散射。在单级传输(无色散补偿)系统中,当 $\lambda_0 < \lambda_{\text{mod}}$ 互相位调制和受激拉曼散射的作用趋于相消,而 $\lambda_0 > \lambda_{\text{mod}}$ 时两者的作用趋于相长。且互相位调制的作用超过受激拉曼散射,这类系统性能首先受到互相位调制的限制。

### 参 考 文 献

- 1 Chraplyvy A R. Limitation on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities. *J. Lightwave Technol.*, 1990, **8**(10):1548~1557
- 2 Agrawal G P. *Nonlinear Fiber Optics*, 2nd ed. San Diego, CA: Academic, 1995
- 3 Cartaxo A. Impact of modulation frequency on cross-phase modulation effect in intensity modulation-direct detection WDM systems. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1998, **10**(9):1268~1270
- 4 Cartaxo A. Cross-phase modulation in intensity modulation-direct detection WDM systems with multiple optical amplifiers and dispersion compensators. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(2):178~190
- 5 Hui R, Demarest K R, Allen C T. Cross-phase modulation in multispan WDM optical fiber systems. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(6):1018~1026
- 6 Shatif M, Eiselt M. Analysis of intensity interference caused by cross-phase modulation in dispersive optical fibers. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1998, **10**(7):979~981
- 7 Forghieri F, Tkach R W, Chraplyvy A R. Effect of modulation statistics on Raman crosstalk in WDM systems. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1995, **7**(1):101~103
- 8 Ho K P. Statistical properties of stimulated Raman crosstalk in WDM systems. *J. Lightwave Technol.*, 2000, **18**(7):915~921
- 9 Yang F S, Marhic M E, Kazovsky L G. Nonlinear crosstalk and two countermeasures in SCM-WDM optical communication systems. *J. Lightwave Technol.*, 2000, **18**(4):512~520
- 10 Cartaxo A. Small-signal analysis for nonlinear and dispersive optical fibres, and its application to design of dispersion supported transmission systems with optical dispersion compensation. *IEE Proc. Optoelectron.*, 1999, **146**(10):213~222
- 11 Ramos F, Marti J. Frequency transfer function of dispersive and nonlinear single-mode optical fibers in microwave optical systems. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2000, **12**(5):549~551
- 12 Couch II L W. *Digital and Analog Communication Systems*, 5th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1997
- 13 Dunster T M. Bessel functions of purely imaginary order, with an application to second-order linear differential equations having a large parameter. *SIMA J. Math. Anal.*, 1990, **21**(7):995~1018

## Comparative Study of XPM- and SRS-Induced Crosstalk in Optical Fiber Transmission Systems I —— Single Span Transmission System

Jiang Zhi Fan Chongcheng

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

(Received 26 April 2002; revised 22 July 2002)

**Abstract:** Intensity/phase transfer matrices are derived to characterize both cross-phase modulation (XPM) and stimulated Raman Scattering (SRS) in IM-DD optical fiber systems. Based on the calculation of intensity noise spectrum, comparative study of XPM- and SRS-induced crosstalk is performed analytically and numerically. Analysis reveals that SRS and XPM leads mainly to low-frequency and high-frequency noise, respectively; crosstalk from adjacent channels is mainly attributed to XPM while that from channels afar mainly attributed to SRS; and in single span transmission system, crosstalk noise power from XPM will in general exceeds that from SRS.

**Key words:** optical fiber communication; cross-phase modulation (XPM); stimulated Raman scattering (SRS); crosstalk; wavelength-division multiplexing (WDM)