

文章编号: 0258-7025(2009)05-1111-07

# 动态光网络中交叉相位调制和放大自发辐射 噪声积累效应的传输代价

张 欢 李 蔚 梅君瑶 王 腾 迟 楠 黄德修

(华中科技大学光电子科学与工程学院 武汉国家光电实验室, 湖北 武汉 430074)

**摘要** 研究了动态密集波分复用(DWDM)光网络中直接调制-强度检测(IM-DD)系统中的交叉相位调制(XPM)和放大自发辐射(ASE)导致的动态噪声积累效应对高速光脉冲传输时的强度噪声影响,修正目前 IM-DD 系统中传输代价  $Q$  参数的计算公式。通过仿真分析了动态网络环境下两种噪声积累对动态光路径接收端误码率(BER)的影响,得出了 XPM 相位噪声与动态网络中光纤段长度、段数、波长信道间隔、链路 ASE 噪声等在内的链路参数之间的关系。对于动态光网络中链路的选择具有很好的参考价值。

**关键词** 光通信; 动态光网络; 密集波分复用; 直接调制-强度检测系统; 交叉相位调制; 放大自发辐射噪声; 强度噪声

中图分类号 TN929.11 文献标识码 A doi: 10.3788/CJL20093605.1111

## Transmission Penalty of Dynamical Optical Networks Considering Accumulation Effects of XPM and ASE Noises

Zhang Huan Li Wei Mei Junyao Wang Teng Chi Nan Huang Dexiu

(Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, School of Optoelectronics Science and Technology, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China)

**Abstract** Accumulated intensity noises are investigated and the noises are induced by cross-phase modulation (XPM) effect and amplified spontaneous emission (ASE) in dynamic intensity-modulation direct-detection (IM-DD) optical fiber links with multiple fiber segments. A reasonable correction for  $Q$  parameter while computing the transmission penalty considering higher order XPM effect is added in the expression of XPM induced degradation. The effect on bit error rate of dynamic lightpath link caused by the two noises is elicited through simulation analysis. The relation between XPM effect and the links' structure parameters in dynamic network, including the length of fiber segments, wavelength spacing, amplified spontaneous emission noise from amplifiers, etc., are proposed theoretically and numerically, and it is very useful for dynamical link establishment.

**Key words** optical communication; dynamical optical network; dense wavelength division multiplex system; intensity-modulation direct-detection system; cross-phase modulation; amplified spontaneous emission noise; intensity noise

### 1 引 言

在高速光纤通信系统中,由于光纤固有的物理损伤(色散、偏振模色散(PMD)和非线性效应)以及光放大器的使用导致了传输的不透明。这种损伤在

光纤传输过程中是积累的,使最后接收到的信号性能下降,导致传输代价增加。一般光脉冲的传输代价以接收端的接收误码率(BER)和眼图为衡量依据。而在动态光网络中,由于信号传输的路径是动

收稿日期: 2008-07-07; 收到修改稿日期: 2008-11-21

基金项目: 国家自然科学基金(60772013,60777010)和华中科技大学科研基金(2006M041)资助课题。

作者简介: 张 欢(1985-),男,硕士研究生,主要从事光纤通信技术研究。E-mail: zh\_oe0304@yahoo.com.cn

导师简介: 李 蔚(1968-),女,博士,副教授,主要从事光纤通信技术和器件的研究。E-mail: weilee@hust.edu.cn  
(通信联系人)

态改变的,导致传输代价也是动态改变的<sup>[1,2]</sup>,所以,在动态光网络中为了能够使输出的信号在接收端满足业务的需要,在选择一条传输路径时,必须动态计算网络中链路传输代价的改变。

目前对于光纤中光脉冲传输影响的研究集中在光放大器的放大自发辐射噪声(ASE)<sup>[3]</sup>、光纤的色散<sup>[4,5]</sup>和光交叉连接(OXC)结点的串扰<sup>[6]</sup>等。而现在随着动态网络的广泛应用,影响光束传输质量的远远不止这些因素,还应该考虑动态网络中动态路径和动态波长带来的动态损伤的积累,这些损伤包含了诸如四波混频(FWM)、自相位调制(SPM)、交叉相位调制(XPM)<sup>[7,8]</sup>等非线性的影响<sup>[9]</sup>,这些参数是随着光链路中波长数目和链路长短的改变而改变的,会对上层路由的选择带来限制。

在动态的网络情况下非线性损伤可以在非线性薛定谔方程中体现,通过分布傅里叶方法解方程得到非线性损伤的数值解<sup>[10]</sup>。但是,由于该方程非常复杂,很多情况下,求解的过程被简化,一些高阶项被忽略。同时,解非线性薛定谔方程需要大量的时间,而在动态网络中光链路是动态实时变化的,不容许花费太多的时间在链路损伤的衡量上面。所以需要一种简便快捷的方式对给定链路的传输特性进行衡量。一般采用Q参数和误码率来衡量传输代价。本文提出了通过修正直接调制-强度检测(IM-DD)系统中Q参数的计算,将XPM及其高阶效应引入链路接收端的误码率计算公式。

## 2 动态网络中 XPM 效应带来的强度噪声起伏及其计算公式

### 2.1 网络模型

考虑一种多个节点构成的透明波分复用(WDM)网络,如图1所示。在该网络中采用G.655光纤作为传输光纤,并对系统中的色散采用分布式色散补偿。对于中间节点则通常可以分为没有波长上下的(OXC)和有波长上下的光分插复用器(OADM)。OXC和OADM的存在使得网络中同一根光纤所传输的波长和每一个业务所经过的路径呈现出明显的动态变化特性。

### 2.2 链路中 XPM 损伤的计算

把XPM效应在链路接收端引入噪声方差作为衡量标准XPM对于链路的影响,为简化起见引入三个假设:1)图1中每一段传输光纤后的色散补偿模块(DCM)几乎补偿所有信道的色散并且差别不

大<sup>[11]</sup>;2)收发系统采用IM-DD方式;3)每一段传输光纤的传输距离相等并且每个放大器都刚好补偿光纤的损耗。这三个假设是合理的,目前的10 Gbit/s的密集波分复用(DWDM)光纤通信系统中配置就是这样的。

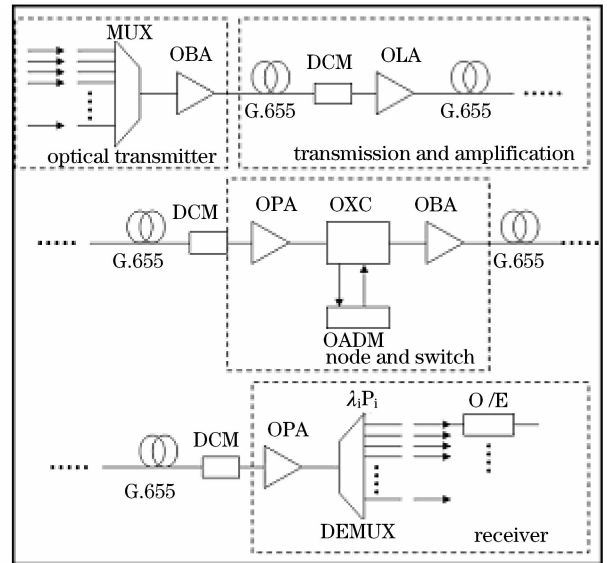


图1 基于 DWDM 系统的动态光链路模型

Fig. 1 Dynamic optical network model based on DWDM

XPM 效应产生噪声的原因是光纤介质本身的非线性特点使得光纤折射率会随光功率大小发生改变。而折射率的改变就导致了对光脉冲相位的调制,使得脉冲的前后沿出现不同的频移。当光脉冲在色散光纤中传播的时候,不同频率传播群速度就会产生差异。于是,由光纤非线性引入的相位调制就通过光纤色散使脉冲的包络产生变形,相当于在脉冲上叠加了强度噪声。IM-DD 系统光脉冲在光纤中传输所经历的相位调制转化强度调制的机理如图2所示。通常采用的研究 XPM 损伤机理的模型是图中的抽运-探测(pump-probe)模型<sup>[12~14]</sup>,即:采用连续波(CW)作为探测波长信道和方波调制的抽运信道同时在光纤中传输,然后分析 CW 信道的强度噪声。采用这种方法的好处是避开了探测信道自身的强度起伏,同时还可以通过改变方波抽运信道的调制频率来分析不同传输速率下 IM-DD 系统的 XPM 损伤。根据参考文献[12,13],为了便于理论分析抽运信道通常用相同频率的正弦波代替方波。

在图2中所示的 XPM 损伤与链路上波长信道的使用情况及链路的结构都是动态相关的。其中主要的相位调制为  $Z_1$  处所示的低阶 XPM,正弦调制的抽运信道直接影响探测信道的相位并通过色散作

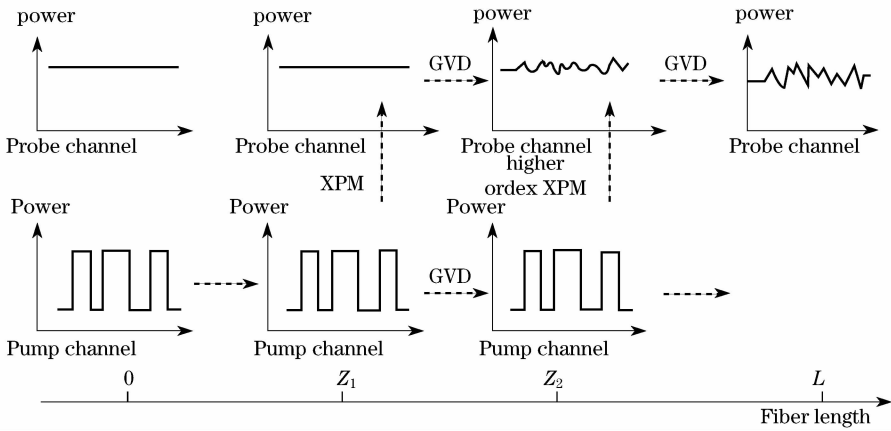


图 2 XPM 损伤的抽运-探测模型

Fig. 2 Pump-probe model of XPM

用在探测信道上引入强度噪声<sup>[12]</sup>。除此之外,抽运脉冲在光纤中传输的时候自身也会受到色散和非线性的影响从而引入脉冲的展宽和强度噪声,而这种变化在传输的过程中又将作用到抽运探测上面。这种考虑抽运信道自身噪声所导致的探测信道强度噪声称为高阶 XPM 损伤<sup>[13]</sup>。对于高阶的 XPM 效应,由于过程很复杂,解析上难以直接求解,于是可采取的方法是用回归优化的方式待定系数,然后作为一种对低阶 XPM 效应的修正而引入。文献[13]就分析了单段光纤链路中高阶 XPM 对低阶 XPM 修正方法,但是没有考虑实际光纤链路的级联效应。

本文所采用的抽运-探测模型中由于探测信道采用的是连续光,光功率基本上不随时间变化,因此探测信道

非线性自相位调制导致的频率啁啾很小。而对于强度调制的抽运信道而言,虽然会受到 SPM 的影响而引入强度噪声,但是抽运信道上的 SPM 强度噪声通过 XPM 作用到探测信道这个过程相对于强度调制的抽运信道自身 XPM 来说又是微乎其微(因为抽运信道 SPM 导致的强度噪声相对于强度调制的抽运信道自身的强度波动而言非常小)。所以在这个模型中没有考虑 SPM 的影响,重点讨论 XPM 和 ASE 噪声对于信号传输的影响。

结合文献[13],对文献[12]中所推导的光纤级联系统中 XPM 效应对应相位调制-强度调制(PM-IM)调制进行了修正,从而得到 XPM 效应在级联光纤系统中影响更精确的解。文献[12]对应 PM-IM 调制此处被修改为

$$\frac{P_{\text{XPM},ik}^r}{P_S^r} = \left| 2P_0 \exp\left(-j\omega \sum_{l=1}^N \frac{L^{(l)}}{v_{gi}^{(l)}}\right) \cdot \sum_{l=1}^N \gamma_i^{(l)} \cdot \exp\left(j\omega \sum_{n=1}^{l-1} d_{ik}^{(n)} L^{(n)}\right) \prod_{n=1}^{l-1} e^{-\alpha^{(n)} L^{(n)}} g_k^{(n)} \times \right. \\ \left. \left\{ \frac{1}{(a_{ik}^{(l)})^2 + (b_i^{(l)} + q_k^{(l)})^2} \{ a_{ik}^{(l)} \cdot \sin(B_i^{(l-1)} - Q_k^{(l)}) - (b_i^{(l)} + q_k^{(l)}) \cdot \cos(B_i^{(l-1)} - Q_k^{(l)}) + \right. \right. \\ \left. \left. [a_{ik}^{(l)} \cdot \sin(Q_k^{(l+1)} - B_i^{(l)}) + (b_i^{(l)} + q_k^{(l)}) \cdot \cos(Q_k^{(l+1)} - B_i^{(l)})] e^{-a_{ik}^{(l)} L^{(l)}} \right\} + \right. \\ \left. \frac{1}{(a_{ik}^{(l)})^2 + (b_i^{(l)} - q_k^{(l)})^2} \{ a_{ik}^{(l)} \cdot \sin(B_i^{(l-1)} + Q_k^{(l)}) - (b_i^{(l)} - q_k^{(l)}) \cdot \cos(B_i^{(l-1)} + Q_k^{(l)}) + \right. \\ \left. \left. [a_{ik}^{(l)} \cdot \sin(Q_k^{(l+1)} + B_i^{(l)}) + (b_i^{(l)} - q_k^{(l)}) \cdot \cos(Q_k^{(l+1)} + B_i^{(l)})] e^{-a_{ik}^{(l)} L^{(l)}} \right\} \right|^2 + \frac{N}{2} \times \delta\sigma_c, \quad (1)$$

式中

$$b_i^{(l)} = \omega^2 D_i^{(l)} \lambda_i^2 / (4\pi c), B_i^{(l)} = \omega^2 \lambda_i^2 \sum_{n=l+1}^N L^{(n)} D_i^{(n)} / (4\pi c) \\ q_k^{(l)} = \omega^2 D_k^{(l)} \lambda_k^2 / (4\pi c), Q_k^{(l)} = \omega^2 \lambda_k^2 \sum_{n=1}^{l-1} L^{(n)} D_k^{(n)} / (4\pi c)$$

$(N/2) \times \delta\sigma_c$  为对于 XPM 效应导致的强度噪声方差的修正,该修正项是考虑到高阶项的影响,使得计算得到的噪声方差更加准确。 $D_i^{(l)}, D_k^{(l)}$  分别为探测信

道和抽运信道在第  $l$  段的色散系数,  $L^{(l)}$  为第  $l$  段光纤的长度。 $N$  为链路上光纤的段数。 $\omega$  为正弦波的频率,  $\gamma_i^{(l)}, \gamma_k^{(l)}$  分别为探测信道和抽运信道在第  $l$  段的非线性系数,  $\lambda_i, \lambda_k$  分别为探测信道和抽运信道波长,  $P_0$  为单信道入纤光功率,  $P_S^r$  和  $P_{\text{XPM},ik}^r$  分别为接收端信号的功率以及 XPM 噪声的功率。 $a_{ik}^{(l)} = \alpha^{(l)} - j\omega d_{ik}^{(l)}$ ,  $\alpha^{(l)}$  为光纤损耗,  $d_{ik}^{(l)}$  为两个波长的走离

长度,  $d_k = \int_{\lambda_i}^{\lambda_k} D(\lambda) d\lambda$ 。  $\delta\sigma_c$  为考虑到高阶 XPM 后对 PM-IM 调制的修正。从文献[13]可知, 其一个有效的表达式为

$$\delta\sigma_c = \frac{(a_1 L_{\text{eff}}^2 + a_2 L_{\text{eff}} + a_3) B P_P^2}{(\Delta f)^{2.3} D^2} \times \left[ 1 - (a_4 L_{\text{eff}} + a_5) \left| \cos\left(\frac{\pi \Delta f}{B}\right) \right|^{0.7} \right], \quad (2)$$

其中  $L_{\text{eff}}$  为有效长度,  $L_{\text{eff}} = (1 - e^{-\alpha L}) / \alpha$ , 单位为 m;  $\Delta f$  为波长频率间隔, 单位为 GHz;  $P_P$  为抽运光入纤功率, 这里  $P_P = P_0$ , 单位为 mW。  $D$  为色散系数, 单位为 ps/(nm · km);  $B$  为信号速率, 单位为 Gbit/s; 待定参数  $a_1 \sim a_5$  分别为:  $a_1 = -4.1 \times 10^{-4}$ ;  $a_2 = 16.7$ ;  $a_3 = -13.1 \times 10^3$ ;  $a_4 = 2.6 \times 10^{-5}$ ;  $a_5 = 0.49$

(2) 式为考虑了高阶 XPM 效应的修正后, 光纤级联系统输出端 XPM 噪声方差的公式。当多个波长共同存在的时候, 由 XPM 在接收端所引起的噪声方差可以写为各自的和

$$\sigma_{\text{XPM}}^2 = \sum_{j=1}^M [(R_0 P_{\text{XPM},ji}^r)^2], \quad (3)$$

其中  $M$  表示通过 XPM 影响探测信道的波长数,  $R_0$  为接收机的响应度。

### 3 接收端误码率计算及其修正

对接收端的误码率来说, 与 BER 直接相关的是传输信道的  $Q$  参数。对 IM-DD 系统, 其关系为

$$\gamma_{\text{BER}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right),$$

其中

$$Q = \frac{\langle i(1) \rangle - \langle i(0) \rangle}{\sigma(1) + \sigma(0)}, \quad (4)$$

$\langle i(1) \rangle, \langle i(0) \rangle$  分别为接收端接收“1”码和“0”码时的平均电流,  $\sigma(1), \sigma(0)$  分别为接收“1”和“0”时的探测电流标准差。

光脉冲在动态光链路上的噪声有: ASE, XPM, SPM 和 FWM 等导致的噪声, 此处研究的重点是光放大器 ASE 和光纤非线性 XPM 效应带来的链路噪声。

于是在(4)式中有

$$\langle i(1) \rangle = R_0 P_S^r + R_0 P_{\text{ASE}}^r + R_0 P_{\text{XPM}}^r, \quad (5)$$

$$\langle i(0) \rangle = R_0 P_{\text{ASE}}^r + R_0 P_{\text{XPM}}^r. \quad (6)$$

$P_{\text{ASE}}^r$  为接收端 ASE 噪声功率。

对于级联系统接收端的信号与 ASE 噪声功率分别可以写为<sup>[3]</sup>

$$P_{\text{ASE}}^r = \left[ n \frac{F_{\text{OLA}}}{2L_{\text{os}}} + (N-1) \left( \frac{F_{\text{PA}}}{2L_{\text{os}}} + G_{\text{BA}} \frac{F_{\text{BA}}}{2} \right) \right] \times$$

$$h\nu B_0 L_{\text{os}} G_{\text{PA}} L_{\text{DEMUX}} L_{\text{switch}}, \quad (7)$$

$$P_S^r = P_0 L_{\text{os}} G_{\text{PA}} L_{\text{DEMUX}} L_{\text{switch}}. \quad (8)$$

这里  $L_{\text{DEMUX}}$  和  $L_{\text{switch}}$  分别为接收信号下行时解复用和光开关引入的插损,  $L_{\text{os}}$  为光纤段损耗,  $F_{\text{PA}}, F_{\text{OLA}}, F_{\text{BA}}$  分别为预放、线放、功放的噪声系数,  $B_0$  为接收端光带宽。

目前  $Q$  参数中噪声的计算公式通常只包含链路上由放大器引入的 ASE 噪声和探测器本身引入的热噪声和散粒噪声, 所以探测电流标准差分别表示为

$$\sigma^2(1) = \sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 + \sigma_{\text{ASE-signal}}^2 + \sigma_{\text{ASE-shot}}^2 + \sigma_S^2 + \sigma_T^2,$$

$$\sigma^2(0) = \sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 + \sigma_{\text{ASE-shot}}^2 + \sigma_T^2,$$

式中  $\sigma_T^2, \sigma_S^2$  分别为接收机的热噪声和散粒噪声。

而当考虑 XPM 所引入的信号噪声后, 探测电流标准差则应该分别表示为

$$\sigma^2(1) = \sigma_{\text{XPM}}^2 + \sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 + \sigma_{\text{ASE-signal}}^2 + \sigma_{\text{ASE-shot}}^2 + \sigma_S^2 + \sigma_T^2, \quad (9)$$

$$\sigma^2(0) = \sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 + \sigma_{\text{ASE-shot}}^2 + \sigma_T^2, \quad (10)$$

$\sigma_{\text{XPM}}^2$  为 XPM 损伤引入的噪声, 其表达如(3)式; 形式如  $\sigma_{A-B}^2$ , 为  $A$  和  $B$  的差拍噪声。(9)和(10)式中的噪声项里除了  $\sigma_{\text{XPM}}^2$  外其他所有噪声项在链路建立后就已经由接收机特性和链路上放大器的配置所确立了, 并且分别可以表示为

$$\sigma_S^2 = 2eR_0 P_S^r B_e, \sigma_T^2 = \frac{4K_B T B_e}{R_L}, \quad (11)$$

$$\sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 = R_0^2 S_{\text{sp}}^2 (2B_e B_0 - B_e^2), \quad (12)$$

$$\sigma_{\text{ASE-signal}}^2 = 4R_0^2 P_S^r S_{\text{sp}} B_e, \quad (13)$$

$$\sigma_{\text{ASE-shot}}^2 = 2eR_0 S_{\text{sp}} B_0 B_e, \quad (14)$$

式中  $S_{\text{sp}} = P_{\text{ASE}}^r / B_0$  表示放大自发辐射功率谱密度,  $B_e$  为电滤波器带宽。

将(11)~(14)式以及(3)式代入到(9), (10)和(4)式就得到了经过给定的路由传输后最终的  $Q$  值, 也就得到了误码率, 从而可作为衡量链路是否满足业务要求的标准。

### 4 动态网络中 XPM 和链路参数之间关系的分析及相应仿真结果

基于图 1 所示的 WDM 光链路模型和 XPM 损伤计算公式, 仿真分析 XPM 效应与路径参数的关系。这些路径的参数包括光纤段数、各段长度、光信道波长间隔、链路中 ASE 噪声的大小等。

仿真与分析中取传输光纤的色散系数为 4 ps/(nm · km); 色散补偿光纤的色散系数为 -85 ps/

(nm · km); 信号传输速率为 10 Gbit/s; 放大器预放、线放、功放的噪声系数分别取:  $F_{PA} = 4.5$  dB,  $F_{OLA} = 5.5$  dB,  $F_{BA} = 5.5$  dB。

4.1 XPM 损伤和各段光纤长度不均匀性的关系

由于 XPM 的特点非常复杂, 在考虑的时候假设图 1 模型中每个跨度的长度相等。事实上, 由于地理原因的限制, 每个跨度的长度不可能一样。假设链路各段光纤长度为具有一定均值和方差的高斯分布。图 3 所示为通过(1)式计算所得在各段长度不同、总链路由 20 段、平均长度为 80 km 光纤组成时, 各段光纤长度方差和 XPM 噪声方差的关系。

由图可知, 随着各段长度间的差异增大, XPM 噪声呈现出越来越严重的随机特性。而当各段间长度的方差小于 1 km 时随机特性并不明显。所以为了计算方便假定每一段光纤长度不存在明显的差异。

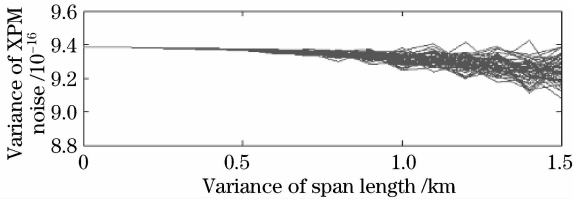


图 3 20×80 km 情况下光纤各段长度方差和 XPM 所致噪声之间的关系

Fig. 3 Relation between XPM noise and variance of fiber length based on 20×80 km fiber link

4.2 XPM 损伤及 ASE 损伤与链路光纤段数的关系比较

从最终计算误码率的 Q 值公式可以看出, 在接收端的链路噪声主要有放大器的 ASE 噪声积累和链路上的 XPM 噪声积累构成。对于这两种噪声的积累模型可以分别从(7)式和(1)式看出, 对于 ASE 来说其作用是在信号功率上直接累加一个放大器的噪声功率, 所以在级联系统中的积累模型实际上是各段噪声功率的线性累加, 如图 4(b)所示。而 XPM 则是由于光纤的非线性使光纤的折射率随着光功率而变化, 这个激励里面所直接作用的是光场的相位变化, 通过色散作用转换为光脉冲的复振幅变化, 所以在级联系统中对各段 XPM 引起的光强度噪声积累的求解必须要对复振幅的影响求和然后再平方得到。两种不同的噪声积累方式使得 ASE 的积累和 XPM 的积累随着链路结构的变化呈现出不同的特性。对 ASE 来说, 其积累是每个放大器噪声之和, 而单个放大器的噪声则是和噪声系数  $NF$  与放大器增益  $G$  的乘积成正比的。在图 1 所示的 WDM 模型中放大器的增益为完全补偿一段传输链

路的损耗, 所以整个链路上的 ASE 噪声就取决于链路的个数  $n$  及每一段光纤的长度  $L$ :  $P_{ASE} \propto n \cdot G(L) \cdot NF$ 。同时, 从(7)式模型中还可以分析出链路总的 ASE 影响由  $n$  段直接相加而成, 是一个线性的增长关系, 而每段长度  $L$  这个因素由于通过决定放大器的增益来决定最终的 ASE 噪声, 且有  $G = \exp(\alpha \cdot L)$ , 于是链路总的 ASE 影响和每一段长度之间的关系呈指数增长, 如图 4(b)插图所示。所以在总长度一定的情况下光纤段平均长度对接收端 ASE 的影响较段数更为严重。但是 XPM 噪声的影响则跟 ASE 不同, 从(1)式中可以看到接收端的噪声功率是由各段复振幅相加然后平方, 所以 ASE 噪声功率很大程度上决定于相加项的多少, 也就是链路的段数。而由于单段链路的长度总是远大于其走离长度的, 所以具体的单段长度对最后的 XPM 噪声影响和段数的影响比较起来并不明显。图 4(a)所示为各段光纤长度相等且分别为 80 km, 90 km, 100 km, 110 km 和 120 km 情况下接收端 XPM 方差随链路段数的关系。由图可知接收端 XPM 噪声

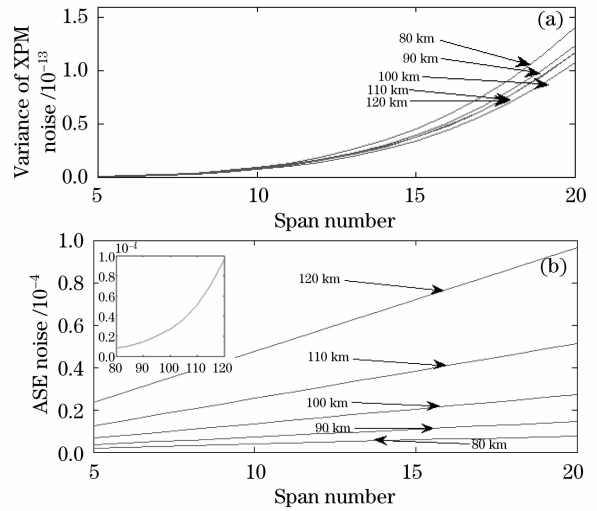


图 4 XPM 和 ASE 噪声与光纤段数、长度的关系。(a) 各段长度相等情况下 XPM 噪声方差和光纤段数的关系; (b) 各段长度相等情况下 ASE 噪声功率和光纤段数的关系, 插图 of 光纤段数为 20 时 ASE 噪声和每段长度的关系

Fig. 4 Relationships between XPM, ASE noise and fiber length, span number. (a) relationship of XPM noise and span number with each span having the same fiber length; (b) relationship of ASE noise and span number with each span having the same fiber length, with the inset of the relationship between ASE noise and the length of each span with the span number of 20

随着段数增加呈指数增长,而当光纤段长度变化时噪声只在同一数量级上有较小的起伏。

### 4.3 XPM 损伤和信道波长间隔的关系

在了解 ASE 噪声和 XPM 噪声的特点以及 XPM 噪声和光纤段数、光纤长度的关系后,还必须讨论 XPM 噪声和光纤中各个信道波长间隔的关系。因为一方面,信道间隔是光链路的重要参数之一,另一方面 XPM 中的信道间隔对 XPM 噪声的影响也是非常重要的。这是因为信道间隔越大,图 2 中通过 XPM 相互作用的两个信道走离效应就越明显,XPM 作用的长度也越小。图 5 所示为在 ASE 损伤导致接收端误码率为  $10^{-9}$  时,不同单段长度下 XPM 噪声方差  $\sigma_{\text{XPM}}^2$  随波长间隔的变化。图中横线表示在不引起误码率改变前提下所能容忍的 XPM 噪声方差容限。当 XPM 噪声方差大于 XPM 容限则说明 XPM 损伤会对接收端的误码率产生严重影响,反之则可以忽略 XPM 的影响。

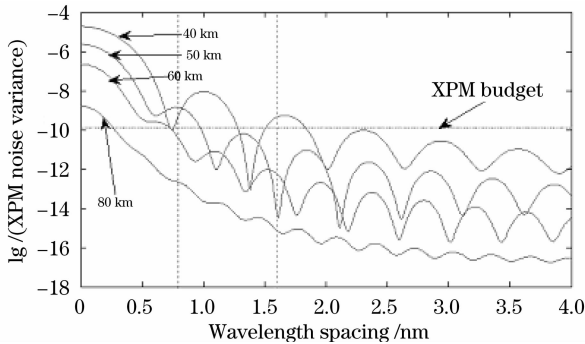


图 5 波长间隔和 XPM 方差的关系

Fig. 5 Relationship between wavelength spacing and XPM noise variance

从图 5 可以看出 XPM 随着波长间隔的增大,影响呈振荡形式的减小。同时随着单段长度的增加,当单段长度大于 60 km 时信道间隔为 0.8 nm 的波长其 XPM 效应对接收端的误码率将没有影响,于是对于相邻信道间隔为 0.8 nm 的 DWDM 系统,长度大于 60 km 的跨距可以忽略 XPM 的损伤。另外一种情况就是对于跨距长度约为 40 km 时不仅在相邻信道处的 XPM 效应不能忽略,在两个信道间隔 1.6 nm 处信道的 XPM 效应也不能忽略。

### 4.4 链路损伤及 XPM 影响计算实例

采用噪声动态积累效应计算方法,分别对随机生成的两个链路接收端考虑 XPM 效应和不考虑 XPM 效应的误码率进行了计算。这里,设发送功率  $P_0 = 1 \text{ mW}$ ;接收功率  $P_r$  为 0.5 mW;探测器的响应度  $R_s$  为 0.8 A/W;相邻信道间隔为 100 GHz。

计算实例 1:考虑链路由 8 段构成,随机生成的每段长度分别为(单位:km)

67 112 70 49 102 71 59 72

由上述方法得到的接收机的误码率

$$\gamma_{\text{BER}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx 1.4874 \times 10^{-9}$$

当在上面不计 XPM 影响时误码率

$$\gamma_{\text{BER}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx 1.2564 \times 10^{-9}$$

计算实例 2:考虑链路由 40 段构成,随机生成的每段长度分别为(各段长度比较短,单位:km)

67 69 45 69 66 45 70 63 70 69

75 43 55 79 55 67 45 64 45 44 69

44 66 66 53 53 70 63 70 49 79 75

43 55 55 67 66 49 64 67

由上述方法得到的接收机的误码率

$$\gamma_{\text{BER}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx 2.8636 \times 10^{-10}$$

当在上面不计 XPM 影响时误码率

$$\gamma_{\text{BER}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx 2.4428 \times 10^{-11}$$

从这两个实例可以得出:1) 各段长度较长情况下 ASE 影响比各段长度短的影响要严重;2) 当段数比较少时 XPM 的影响可以忽略,当段数比较多时 XPM 噪声则可能引起误码率数量级的变化从而不能忽略。这两个结果与 4.2 节中理论分析的结论相一致。

## 5 结 论

通过分析链路中主要损伤的来源和相关噪声的计算,得出 XPM 在接收端包括低阶和高阶效应对系统误码率的最终影响的计算方法。并在此基础上结合实例分析了 XPM 损伤和放大器自发辐射噪声在链路损伤方面的特性,以及 XPM 损伤和不同路由情况下光纤链路参数(包括光纤段长度、段数、信道间隔等)之间的关系。对于动态光网络中光链路的建立具有很好的参考价值。

下一步将研究 40 Gbit 以上光纤通信系统中,采用相干接收时的误码率计算公式和传输代价,并研究 XPM 对于相位调制系统中相位噪声的影响。

## 参 考 文 献

- 1 H. Yurong, A. Geneata, P. Jonathan *et al.*. Routing and wavelength assignment with quality-of-signal constraints in WDM networks[J]. *European Conference on Optical Communication*,

- 2002, **3**:1~2
- 2 M. Ricardo, Carolina Pinart, A. Nicola *et al.*. Challenges and requirements for introducing impairment-awareness into the management and control planes of ASON GMPLS WDM networks[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2006, **44**(12): 76~85
  - 3 Xu Zhigen, Zhou Bingkun, Zhang Hanyi *et al.*. Modeling the noise accumulation of optical paths in WDM optical transport networks[J]. *Chinese J. Lasers*, 2004, **31**(10):1222~1226  
徐志根,周炳琨,张汉一等. 波分复用光传送网中光路的噪声积累模型[J]. *中国激光*, 2004, **31**(10):1222~1226
  - 4 Chen Lin, Zhang Xiaoguang, Zhang Ru *et al.*. The influences of polarization mode dispersion on multi-channel optical communication system[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2004, **33**(4): 443~447  
陈 林,张曙光,张 茹等. 偏振模色散对多信道光纤通信系统信号的影响[J]. *光子学报*, 2004, **33**(4):443~447
  - 5 Qin Xi, Chen Yong, Cao Jihong *et al.*. Influence of dispersion compensation schemes on phase noise of phase modulation system [J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(1):64~68  
秦 曦,陈 勇,曹继红等. 色散补偿方式对相位调制系统中相位噪声的影响[J]. *中国激光*, 2007, **34**(1):64~68
  - 6 Zheng Zheng. Experimental studies on the impact of ASE noise of single-channel optical amplifiers in central office application[J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2004, **2**(6):311~313
  - 7 Yuan Minghui, Zhang Mingde, Sun Xiaohan *et al.*. Impact of XPM on the pulse transmission in NOLM[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2006, **35**(6):838~841  
袁明辉,张明德,孙小菡等. 交叉相位调制对非线性光纤环境中光脉冲传输的影响[J]. *光子学报*, 2006, **35**(6):838~841
  - 8 Jing Huang, Jianquan Yao. Analysis and simulation of XPM intensity modulation[J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2005, **3**(3):129~131
  - 9 Chen Minghua, Ma Nan, Shi Ying *et al.*. Experimental investigation of 40 Gb/s transmission based on 10 Gb/s transmission links[J]. *Chinese J. Lasers*, 2005, **32**(4):529~531  
陈明华,马 楠,石 颖等. 基于10 Gb/s传输链路的40 Gb/s光传输实验研究[J]. *中国激光*, 2005, **32**(4):529~531
  - 10 Deng Chunnian, Wen Shuangchun. Breakup mechanisms for chirped pulse in the single-mode fibers[J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(7):1035~1040  
邓春年,文双春. 单模光纤中啁啾脉冲的分裂机制[J]. *中国激光*, 2008, **35**(7):1035~1040
  - 11 Zhang Qi, Chen Minghua, Shi Ying *et al.*. Demonstration of 1.6 Tbit/s (40 × 40 Gbit/s) wavelength division multiplexing 160 km straight line transmission experiments [J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(9):1230~1233  
张 琦,陈明华,石 颖等. 1.6 Tbit/s(40×40 Gbit/s)光通信传输系统[J]. *中国激光*, 2006, **33**(9):1230~1233
  - 12 Adolfo V. T. Cartaxo. Cross-phase modulation in intensity modulation-direct detection WDM systems with multiple optical amplifiers and dispersion compensators [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(2):178~190
  - 13 N. Seiji, Seiichi Akai. Statistical evaluation of transmission performance degradation originating with cross-phase modulation [J]. *Electronics and Communications in Japan*, 2007, **90**(1):58~67
  - 14 Xiong Jie, Luo Bin, Pan Wei *et al.*. Crosstalk of signal in pump probe structure with self-phase modulation and cross-phase modulation[J]. *Acta Optica Sinica*, 2004, **24**(10):1370~1374  
熊 杰,罗 斌,潘 炜等. 自相位调制和交叉相位调制共同作用下抽运探测波结构中的信号扰动研究[J]. *光学学报*, 2004, **24**(10):1370~1374