

# 色散管理波分复用系统中的简并四波混频噪声

杜建新

(南京邮电大学光电工程学院光通信研究所, 江苏 南京 210046)

**摘要** 建立了强度调制色散管理波分复用的简并四波混频噪声标准差的理论计算模型, 此理论模型考虑到了两种随机因素的影响: 各信道内的比特流的随机性及脉冲初始相位的随机性。信道间的脉冲走离效应使色散管理光纤链路中的脉冲碰撞位置的分布比较复杂, 这些碰撞位置又会对四波混频噪声标准差的值产生较大影响, 所建立的理论模型充分考虑到了这种碰撞位置的影响。利用这个理论模型进行了相关计算, 计算结果表明, 优化的色散管理方案在保证脉冲稳定传输的同时, 能获得较小的四波混频噪声标准差; 当系统选择较小的占空比时, 优化各信道脉冲的相对初始时延能较大程度地减小四波混频效应的不利影响。

**关键词** 光纤通信; 色散管理; 波分复用; 四波混频; 脉冲走离

中图分类号 TN929. 11 文献标识码 A doi: 10. 3788/AOS20092909. 2361

## Degenerate Four-Wave-Mixing Noise in Dispersion Managed Wavelength-Division-Multiplexed System

Du Jianxin

(College of Optoelectrical Engineering, Nanjing University of Posts & Telecommunication, Nanjing, Jiangsu 210046, China)

**Abstract** A generalized model to evaluate variance of four-wave-mixing (FWM) noise in dispersion managed wavelength-division-multiplexing (WDM) system with intensity modulation scheme is presented. The information sequence of bits and initial phase of bit sequences are random. The model gives the statistical results of them. Simultaneously, the positions of inter-channel pulse collisions are also included in the model, which are more difficult to be located in dispersion managed fiber link than in constant dispersion fiber link due to inter-channel pulse walk-off. Some examples show that optimized dispersion management schemes are important to decrease FWM noise, and meanwhile make pulses transmit steadily. It is also shown that when the pulse duty cycle is small, initial relative time delay of bit sequence plays an important role in obtaining minimized value of FWM noise variance.

**Key words** optical fiber communication; dispersion management; wavelength-division-multiplexing; four-wave-mixing; pulse walk-off

## 1 引 言

研究光纤中的各种非线性效应往往是设计多种光纤系统的基础<sup>[1~3]</sup>, 随着波分复用(WDM)技术的不断发展, 光纤中传输的信道数越来越多, 信道间隔越来越小, 从而使各种非线性效应对光纤通信系统性能的影响越来越大。四波混频是一种重要的三阶非线性效应, 能产生新的光场。对于等间隔的 WDM 系统, 新产生光的频率和探测信道的频率一

致时, 就会形成对探测信道的串扰<sup>[4~7]</sup>。分析 DWDM 内的各种非线性效应对系统性能影响程度, 优化系统参数的取值减小各种非线性效应的不利影响, 对 DWDM 系统的优化设计有着重要的意义。实现 WDM 长距离传输的一项关键技术是采取色散管理技术, 采取色散管理技术可使本地群速度色散系数的绝对值较大, 有效地抑制交叉相位调制和四波混频等非线性效应, 同时使脉冲展宽较小, 减小

收稿日期: 2008-08-11; 收到修改稿日期: 2009-01-20

基金项目: 南京邮电大学校科研基金(NY207007)资助项目。

作者简介: 杜建新(1972—), 男, 博士, 主要从事光通信系统、非线性光学及光纤激光的理论和实验研究。

E-mail: dujx@njupt.edu.cn

码间干扰<sup>[7]</sup>。色散管理可通过多种类型的光纤组合来实现。反转色散光纤(IDF)是一种可以同时二阶色散及三阶色散进行补偿的新型光纤,它和标准单模光纤(SMF)的群速度色散系数的符号相反。色散管理光纤链路可由群速度色散系数互反的色散位移光纤(DSF)和 IDF 周期性交替分布组成,这种光纤链路中的各种非线性效应(自相位调制和交叉相位调制效应等)引起人们广泛的关注,有大量的研究报导<sup>[8~11]</sup>,但由于问题的复杂性,这种光纤链路中四波混频效应的研究还不够深入。

四波混频是密集波分复用系统非线性串扰的主要来源,评估它对系统性能影响的程度对优化链路的设计具有重要意义。以往的研究中人们主要关注的是采用 DSF、大有效面积的光纤(LEAF)和色散管理光纤来减轻这种效应的影响。定量的分析和理论计算还不能满足实际的需要。

定量研究四波混频效应对系统性能影响程度的方法基本上有两种:1)是利用扩展的分步傅里叶变换法直接数值求解 WDM 非线性薛定谔方程<sup>[12,13]</sup>,这种方法能综合考虑到各种非线性效应、色散及信号比特模式、脉冲相位随机性的影响,得到较为精确的计算结果,但计算效率差,耗时极长,难以满足实际设计的需要;2)是基于各种近似条件下解析或半解析的理论计算模型,这种方法物理意义较明确,计算效率高,但理论模型的建立比较困难。

评估非线性效应对系统性能影响的程度必须考虑到各种随机因素的影响<sup>[14]</sup>。Kyo Inoue 等<sup>[15]</sup>考虑到比特流的准随机性及脉冲初始相位的随机性的前提下,给出了强度调制/直接检测(IM/DD)及频移键控/直接检测(FSK/DD)四波混频致功率代价的计算,并发现在较小的功率代价的情况下,四波混频噪声的分布近似高斯型。Mingchia Wu 等<sup>[16]</sup>分析了集总放大及色散补偿光纤链路中的四波混频噪声,并用信噪比大小进行了量化,但这些分析都是基于传输光波为连续波的情况。

对脉冲波的情况,Shiva Kumar<sup>[17]</sup>利用频谱分析理论,考虑到信道间脉冲走离效应的条件下,给出了简并情况下的四波混频噪声标准差的半解析理论计算模型,但其所分析的系统为色散恒定的无集总放大的光纤链路。

四波混频噪声会导致系统误码率变大,它对系统误码率影响程度可以用四波混频噪声标准差来度量,这在 Kyo Inoue、Mingchia Wu 和 Shiva Kumar 的研究中都得到体现。

对于色散管理的光纤链路,脉冲走离效应的影响更加复杂,本文发展了 Shiva Kumar 的研究方法,进一步推导了集总放大色散管理光纤链路的简并四波混频噪声标准差的理论计算模型,这个理论模型充分考虑了信道间的脉冲走离效应对脉冲碰撞位置和相位失配的影响。WDM 系统中,不同的信道组合会产生不同的四波混频项,一般情况下,落入某信道的四波混频项有多个,但这些项对这个信道内的总的四波混频功率的贡献有较大差别,一般而言,信道间隔较小的组合对应的四波混频噪声比较大,本文的计算例子即为位于中心信道附近的信道间隔较小的信道组合<sup>[18]</sup>。通过计算,得到如下规律:通过优化色散管理方案,在保证脉冲稳定传输的同时,能获得相对较小的四波混频噪声标准差;当系统选择较小的占空比时,可通过优化各信道脉冲的相对初始时延能较大程度地减小四波混频效应的不利影响。

Shiva Kumar 的理论模型是本文计算模型的特例,当两者系统参数取值一致时,得到相同的计算结果,这在一定程度上说明本文理论模型的正确性。

## 2 理论计算模型

研究的色散管理光纤链路由群速度色散系数为正的 IDF 和群速度色散系数为负的 DSF 组成,并忽略三阶色散的影响。多个结构完全相同的色散管理单元组成了整个色散管理光纤链路。脉冲宽度和形状在这种色散管理光纤链路会出现准周期性振荡,这种振荡幅度通常较小,为了方便研究问题,假定它们恒定不变。在色散管理光纤链路中,某信道内某一脉冲可以与另一信道内的某一脉冲发生多次碰撞,而对色散恒定的光纤链路,这种碰撞只可能发生一次,因此色散管理光纤链路中四波混频效率的求解比较复杂。将四波混频效应产生的光波电场简称为 FWM 电场。

图 1 为链路中的某个色散管理单元的结构示意图,该色散管理单元由具有正群速度色散系数的  $\overline{ab}$  段和具有负群速度色散系数的  $\overline{cd}$  段组成,放大器间隔等于色散图周期,放大器与色散管理单元的位置关系如图 1 所示。整个光纤链路的 FWM 电场的复振幅可采取分段计算然后叠加的方法求出。以图 1 为例给出模型建立的思路。利用光波的传输方程,得到参与四波混频过程的各信道的光波在位置  $a$  处的表达式,由 WDM 耦合方程,得出经过恒定色散  $\overline{ab}$  段传输之后的 FWM 电场复振幅变量的表达式,由于这个过程的相关的积分可解析求出,故有较

高的计算效率,对于恒定色散 $\overline{cd}$ 段可采取类似的分析方法,整个色散管理单元内的 FWM 电场复振幅改变量为这两段产生的改变量的叠加,而整个光纤链路的 FWM 电场复振幅为每个色散管理单元内的复振幅改变量的叠加。在得到整个光纤链路的 FWM 电场复振幅表达式的基础上,考虑到信号比

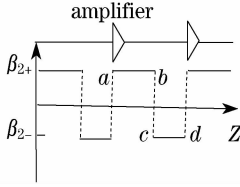


图 1 色散图及放大器的设置

Fig. 1 Dispersion map and amplifier position

特序列、脉冲初始相位的随机性及信道间脉冲走离效应,给出色散管理光纤链路的简并四波混频噪声标准差的理论计算模型。

### 2.1 整个光纤链路的 FWM 电场复振幅的求解

选取 WDM 中心的信道为参考信道,各个信道内的脉冲的群速度均相对于中心信道的脉冲而言。设  $\overline{ab}$  段和  $\overline{cd}$  段组成光纤链路第  $M$  个色散管理单元。本文给出经过  $\overline{ab}$  段传输之后, FWM 电场复振幅增加量表达式的求解过程,而  $\overline{cd}$  段的分析与此完全类似。

设  $L_1$  为  $\overline{ab}$  的长度,  $L_2$  为  $\overline{cd}$  的长度,色散周期设为  $L$ ,  $\overline{ab}$  段内的参与四波混频过程的光波的在  $a$  点有如下的表达式:

$$E_i = A_i \exp \left[ -j(\omega_i t - k_{i \sim ab} z_{ra} - \theta_{i \sim a} - \theta_{i \sim 0}) - \frac{\alpha z_{ra}}{2} \right] + c. c., \quad i = 1, 2 \tag{1}$$

$\theta_{i \sim 0}$  为第  $i$  信道的光波在链路始点的相位,  $\theta_{i \sim a}$  为在  $a$  点相对于初始点的相位延迟,  $A_i$  为脉冲的慢变化振幅,  $z_{ra}$  为相对于  $a$  点的距离,  $\alpha$  为光纤损耗系数,  $k_{i \sim ab}$  为第  $i$  信道的光波在  $\overline{ab}$  段的传输常数,  $\omega_i$  为第  $i$  信道光波的角频率。

假设  $\overline{ab}$  内信道“1”和“2”间的脉冲发生了碰撞,由于四波混频效应产生新的光波,其角频率为  $\omega_3 = 2\omega_2 - \omega_1$ , 其复振幅  $A_{3 \sim ab}(t, L_1)$  有如下的表达式:

$$A_{3 \sim ab}(t, L_1) = \gamma \exp \left( -\frac{\alpha L}{2} + j\Delta \theta_a + j\Delta \theta_0 \right) \int_0^{L_1} A_{1 \sim ra}(t, z_{ra}) A_{2 \sim ra}^2(t, z_{ra}) \exp[-(\alpha - j\Delta \beta_{ab}) z_{ra}] dz_{ra}, \tag{2}$$

式中  $A_{1 \sim ra}(t, z_{ra})$  和  $A_{2 \sim ra}(t, z_{ra})$  为  $z_{ra}$  点的光波的振幅,  $\gamma$  为非线性系数。

$$\begin{aligned} \Delta \beta_{ab} &= 2k_{2 \sim ab} - k_{1 \sim ab} - k_{3 \sim ab}, \\ \Delta \theta_a &= 2\theta_{2 \sim a} - \theta_{1 \sim a} - \theta_{3 \sim a}, \\ \Delta \theta_0 &= 2\theta_{2 \sim 0} - \theta_{1 \sim 0} - \theta_{3 \sim 0}, \end{aligned} \tag{3}$$

式中  $k_{i \sim ab}$  可利用泰勒级数展开法进行近似计算。

$$k_{i \sim ab} \approx k_{ab}^0 + k_{ab}^1(\omega_i - \omega_0) + k_{ab}^2(\omega_i - \omega_0)^2, \quad k_{ab}^m = \left( \frac{d^m k_{ab}}{d\omega^m} \right)_{\omega = \omega_0}, \quad m = 0, 1, 2 \tag{4}$$

式中  $\omega_0$  为参考波角频率,  $k_{ab}^0$  为参考波的传输常数,  $k_{ab}^1$ ,  $k_{ab}^2$  分别为光波的传输常数在  $\omega_0$  处的一阶、二阶导数,二阶导数即为群速度色散系数,设为  $\beta_{2(ab)}$ 。

由(3)式和(4)式可得到:

$$\Delta \beta_{ab} = \beta_{2(ab)} [2(\omega_2 - \omega_0)^2 - (\omega_1 - \omega_0)^2 - (\omega_3 - \omega_0)^2], \tag{5}$$

$$A_{i \sim ra}(t, z_{ra}) = \sum_{n_i = -\infty}^{\infty} (\bar{A}_i + a_{n_i}) f \left( t - n_i T_0 - \frac{z_{ra}}{V_{i \sim ab}} - \tau_{i \sim a} - \tau_{i \sim 0} \right), \quad i = 1, 2 \tag{6}$$

式中  $\tau_{i \sim 0}$  为第  $i$  信道的随机比特序列在链路初始点的时延,  $\tau_{i \sim a}$  为该序列在  $a$  点相对于初始点的时延;  $n_i$  取整数,用来表示脉冲在随机比特序列中的位置;  $V_{i \sim ab}$  为第  $i$  信道脉冲在  $\overline{ab}$  段的群速度;  $T_0$  为比特宽度。

$$\bar{A}_i = \frac{\sqrt{P_{i \max}}}{2}, \quad a_{n_i} = \pm \frac{\sqrt{P_{i \max}}}{2}, \tag{7}$$

其中  $P_{i \max}$  为脉冲的峰值功率。

$$\begin{cases} f(t) = 1, & |t| < \frac{xT_0}{2} \\ f(t) = 0, & |t| \geq \frac{xT_0}{2} \end{cases} \tag{8}$$

式中  $x$  为占空比。

由于  $\overline{ab}$  段和  $\overline{cd}$  段组成光纤链路中的第  $M$  个色散管理单元, 则:

$$\tau_{i\sim a} = (M-1)\left(\frac{L_1}{V_{i\sim ab}} + \frac{L_2}{V_{i\sim cd}}\right), \quad \theta_{i\sim a} = (M-1)(k_{i\sim ab}L_1 + k_{i\sim cd}L_2), \quad (9)$$

从(6)式可得出:

$$A_{2\sim ra}^2(t, z_{ra}) = \sum_{n_i=-\infty}^{\infty} (\bar{P}_2 + c_{n_2}) f\left(t - n_i T_0 - \frac{z_{ra}}{V_{i\sim ab}} - \tau_{i\sim a} - \tau_{i\sim 0}\right), \quad (10)$$

式中  $\bar{P}_2 = P_{2\max}/2$ ,  $c_{n_2} = \pm P_{2\max}/2$ 。设  $\tau_{1\sim \text{end}}$  满足:

$$\tau_{1\sim \text{end}} = \frac{M_{\max}L_1}{V_{1\sim ab}} + \frac{M_{\max}L_2}{V_{1\sim cd}} + \tau_{1\sim 0}, \quad (11)$$

设  $\alpha_{c\sim ab} = \alpha - j\Delta\beta_{ab}$ , 利用(2), (6)和(11)式, 可得:

$$A_{3\sim ab}(t, L_1) = j\gamma \exp(j\Delta\theta_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{s=s_{ab}}^{S_{ab}} (\bar{A}_1 + a_{n_1}) (\bar{P}_2 + c_{(n-s)_2}) \times \psi_{s\sim ab}(t - nT_0 - \tau_{1\sim \text{end}}),$$

$$\psi_{s\sim ab}(t) = \exp\left(-\frac{\alpha L}{2} + j\Delta\theta_a\right) \int_0^{L_1} f(t) \times f\left(t + sT_0 - \frac{z_{ra}}{V_{2\sim ab}} - \tau_{2\sim a} - \tau_{2\sim 0} + \frac{z_{ra}}{V_{1\sim ab}} + \tau_{1\sim a} + \tau_{1\sim 0}\right) \cdot$$

$$\exp(-\alpha_{c\sim ab} z_{ra}) dz_{ra}, \quad (12)$$

式中  $s_{ab}$  和  $S_{ab}$  分别为求和的下限和上限, 其求解过程如下:

设  $t_k$  满足

$$t_k(z_{ra}) = \frac{1}{T_0} \left( \frac{z_{ra}}{V_{2\sim ab}} + \tau_{2\sim a} + \tau_{2\sim 0} - \frac{z_{ra}}{V_{1\sim ab}} - \tau_{1\sim a} - \tau_{1\sim 0} \right). \quad (13)$$

当  $\left(\frac{1}{V_{2\sim ab}} - \frac{1}{V_{1\sim ab}}\right) > 0$  时,  $S_{ab} = \text{fix}[t_k(L_1) + x]$ ,  $\text{fix}(y)$  表示对变量  $y$  取最接近零的整数作为该函数的函数值,  $s_{ab} = \text{fix}[t_k(0) - x]$ ; 当  $\left(\frac{1}{V_{2\sim ab}} - \frac{1}{V_{1\sim ab}}\right) \leq 0$  时,  $s_{ab} = \text{fix}[t_k(L_1) - x]$ ,  $S_{ab} = \text{fix}[t_k(0) + x]$ 。

同理可求经过  $\overline{cd}$  段后, FWM 电场复振幅改变量的表达式

$$A_{3\sim cd}(t, L_1) = j\gamma \exp(j\Delta\theta_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{s=s_{cd}}^{S_{cd}} (\bar{A}_1 + a_{n_1}) [\bar{P}_2 + c_{(n-s)_2}] \times \psi_{s\sim cd}(t - nT_0 - \tau_{1\sim \text{end}}),$$

$$\psi_{s\sim cd}(t) = \exp\left(-\frac{\alpha L}{2} - \alpha L_1 + j\Delta\theta_c\right) \int_0^{L_2} f(t) f\left(t + sT_0 - \frac{z_{rc}}{V_{2\sim cd}} - \tau_{2\sim c} - \tau_{2\sim 0} + \frac{z_{rc}}{V_{1\sim cd}} + \tau_{1\sim c} + \tau_{1\sim 0}\right)$$

$$\exp(-\alpha_{c\sim cd} z_{rc}) dz_{rc}, \quad (14)$$

$$\Delta\theta_c = 2\theta_{2\sim c} - \theta_{1\sim c} - \theta_{3\sim c}; \quad \alpha_{c\sim cd} = \alpha - j\Delta\beta_{cd};$$

$$\Delta\beta_{cd} = \beta_{2(cd)} [2(\omega_2 - \omega_0)^2 - (\omega_1 - \omega_0)^2 - (\omega_3 - \omega_0)^2], \quad (15)$$

式中  $\theta_{i\sim c}$  为第  $i$  信道的比特序列在  $c$  点相对于初始点的相位差,  $\tau_{i\sim c}$  表示第  $i$  信道内的随机比特序列在  $c$  点相对于初始点的时延;  $V_{i\sim cd}$  为第  $i$  信道脉冲在  $\overline{cd}$  段的群速度;  $\beta_{2(cd)}$  为光波在  $\overline{cd}$  段的群速度色散系数;  $s_{cd}$  和  $S_{cd}$  分别为求和的下限和上限, 求解类似于  $s_{ab}$  和  $S_{ab}$ 。

由于  $\overline{ab}$  段和  $\overline{cd}$  段组成光纤链路中的第  $M$  个色散管理单元, 则:

$$\tau_{i\sim c} = (M-1) \frac{L_2}{V_{i\sim cd}} + M \frac{L_1}{V_{i\sim ab}}; \quad \theta_{i\sim c} = (M-1)k_{i\sim cd}L_2 + M \times k_{i\sim ab}L_1, \quad (16)$$

整个色散管理单元内的 FWM 电场复振幅改变量为:

$$A_{3\sim M}(t, L) = j\gamma \exp(j\Delta\theta_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{s=s_M}^{S_M} (\bar{A}_1 + a_{n_1}) (\bar{P}_2 + c_{(n-s)_2}) \times \psi_{s\sim M}(t - nT_0 - \tau_{1\sim \text{end}}),$$

$$\psi_{s\sim M}(t) = \psi_{s\sim ab}(t) + \psi_{s\sim cd}(t), \quad (17)$$

式中  $s_M$  和  $S_M$  分别为求和的下限和上限, 函数  $\max$  表示取最大值, 函数  $\min$  表示取最小值,  $s_M =$

$\min(s_{ab}, s_{cd}), S_M = \max(S_{ab}, S_{cd})$ 。

整个色散管理光纤链路的 FWM 电场复振幅的表达式:

$$A_3(t, L_{\text{tot}}) = j\gamma \exp(j\Delta \theta_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{s=s_0}^S (\bar{A}_1 + a_{n_1})(\bar{P}_2 + c_{(n-s)_2}) \times g_s(t - nT_0 - \tau_{1\sim\text{end}})$$

$$g_s(t - nT_0 - \tau_{1\sim\text{end}}) = \sum_{M=0}^{M_{\text{max}}} \psi_{s\sim M}(t - nT_0 - \tau_{1\sim\text{end}}), \quad (18)$$

式中  $L_{\text{tot}}$  为整个光纤链路的长度,  $M_{\text{max}}$  为最后一个色散管理单元的序号,  $s_0$  和  $S$  分别为求和的下限和上限,  $s_0$  取所有  $s_M$  中的最小值,  $S$  取所有  $S_M$  中的最大值。

## 2.2 简并四波混频噪声标准差的计算公式

考虑到信号比特序列、脉冲初始相位的随机性、信道间脉冲走离效应及探测波的调制特性, 采取 Shiva Kumar 给出的推导方法<sup>[17]</sup>, 由(18)式进一步得到色散管理光纤链路的四波混频噪声标准差  $\sigma$  表达式:

$$\sigma^2 = \frac{(|\xi|L_{\text{eff}})^2 P_{1\text{max}} P_{2\text{max}} \eta}{2}; \quad \eta = \eta_1 + \eta_2, \quad (19)$$

$$\eta_1 = \frac{1}{2T_0 L_{\text{eff}}^2} \int_{-\frac{xT_0}{2}}^{\frac{xT_0}{2}} f(t) \left[ \left| \sum_{s=s_0}^S g_s(t_1) \right|^2 + \sum_{s=s_0}^S |g_s(t_1)|^2 \right] dt, \quad (20)$$

$$\eta_2 = \frac{1}{2T_0 L_{\text{eff}}^2} \int_{-\frac{xT_0}{2}}^{\frac{xT_0}{2}} f(t) \left[ \left| \sum_{s=s_0}^S g_s(t_2) \right|^2 + \sum_{s=s_0}^S |g_s(t_2)|^2 \right] dt, \quad (21)$$

(19)式中的四波混频效率  $\eta$  由  $\eta_1$  和  $\eta_2$  两部分组成, 其物理意义在于考虑到了链路终端的检测信道的脉冲和信道“1”内的两个相邻脉冲都有交叉的情况。

其它相关参数有如下的关系:

$$\xi = -j\gamma \sqrt{P_0}; \quad L_{\text{eff}} = \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha}, \quad (22)$$

探测波正群速度色散系数段和负群速度色散系数光纤段的群速度分别设为  $V_{p\sim ab}$  和  $V_{p\sim cd}$ ;  $\tau_{p\sim 0}$  为探测信道的比特序列在整个光纤链路初始点的时延。设  $t_\Delta$  满足:

$$t_\Delta = \frac{M_{\text{max}} L_1}{V_{1\sim ab}} + \frac{M_{\text{max}} L_2}{V_{1\sim cd}} + \tau_{1\sim 0} - \left( \frac{M_{\text{max}} L_1}{V_{p\sim ab}} + \frac{M_{\text{max}} L_2}{V_{p\sim cd}} + \tau_{p\sim 0} \right), \quad (23)$$

$$t_1 = t + \frac{M_{\text{max}} L_1}{V_{p\sim ab}} + \frac{M_{\text{max}} L_2}{V_{p\sim cd}} + \tau_{p\sim 0} + T_0 \text{fix}\left(\frac{t_\Delta}{T_0}\right) - \left( \frac{M_{\text{max}} L_1}{V_{1\sim ab}} + \frac{M_{\text{max}} L_2}{V_{1\sim cd}} + \tau_{1\sim 0} \right), \quad (24)$$

式中若  $t_\Delta > 0$ , 则有  $t_2 = t_1 + T_0$ , 若  $t_\Delta \leq 0$ , 则有  $t_2 = t_1 - T_0$ 。

## 2.3 标准差计算公式中相关积分的求解过程

色散管理链路的简并四波混频噪声标准差的计算主要依据(13), (14), (18), (19), (20)和(21)式, 与色散恒定光纤链路相比, 这个计算要复杂很多, 主要原因为每个色散管理单元都要完成两次积分过程, 以考虑到所有可能的四波混频过程。以光纤链路中的第  $M$  个色散管理单元的  $\bar{ab}$  段为例, 给出每段积分的解析求解方法, 即已知  $t_1, V_{1\sim ab}, V_{2\sim ab}, \tau_{1\sim a}, \tau_{2\sim a}, \tau_{1\sim 0}$  和  $\tau_{2\sim 0}$  的值, 计算  $\psi_{s\sim ab}(t_1)$ , 其它积分过程与此完全类似。

设  $z_x, z_y, z_R, z_L, z_{\text{up}}$  和  $z_{\text{down}}$  满足:

$$z_x = \left( t_1 + sT_0 - \tau_{2\sim a} - \tau_{2\sim 0} + \tau_{1\sim a} + \tau_{1\sim 0} + \frac{xT_0}{2} \right) \frac{V_{2\sim ab} V_{1\sim ab}}{V_{1\sim ab} - V_{2\sim ab}},$$

$$z_y = \left( t_1 + sT_0 - \tau_{2\sim a} - \tau_{2\sim 0} + \tau_{1\sim a} + \tau_{1\sim 0} - \frac{xT_0}{2} \right) \frac{V_{2\sim ab} V_{1\sim ab}}{V_{1\sim ab} - V_{2\sim ab}},$$

$$z_R = \max(z_x, z_y), \quad z_L = \min(z_x, z_y), \quad z_{\text{up}} = \min(z_R, L_1), \quad z_{\text{down}} = \max(z_L, 0), \quad (25)$$

只有当  $z_{\text{up}} > z_{\text{down}}$ , 并且  $|t_1| \leq \frac{xT_0}{2}$  时:

$$\psi_{s\sim ab}(t_1) = \frac{\exp(-\alpha_{c\sim ab} \times z_{\text{down}}) - \exp(-\alpha_{c\sim ab} \times z_{\text{up}})}{\alpha_{c\sim ab}}, \quad \text{其它情况下 } \psi_{s\sim ab}(t_1) = 0. \quad (26)$$

### 3 计算结果及讨论

图 2 和图 3 共同的参数设置:各信道在链路的初始点具有相同的功率,  $P_{\text{imax}}=0$  dBm, 非线性系数  $\gamma=2.43$  W<sup>-1</sup>km<sup>-1</sup>, 以分贝作为单位的光纤损耗系数为 0.217 dB/km, 单信道的速率为 10 Gb/s, 各信道的随机比特序列在整个光纤链路初始点的时延  $\tau_{i\sim 0}, \tau_{p\sim 0}$  的取值范围设为  $0\sim T_0$ 。色散管理单元内的两种光纤的群速度色散系数符号相反, 绝对值相等。信道  $i=1$  和  $i=2$  频率分别设为 190.80 THz 和 190.85 THz, 检测波频率  $f_p$  为 190.90 THz, 满足  $f_p=2f_2-f_1$ 。色散管理单元长度等于放大器间隔 80 km, 位置关系如图 1 所示。整个光纤链路长度设为 10 个色散管理单元的长度, 共 800 km 的传输距离。由标准差  $\sigma$  计算(19)式及其它各式可得到如图 2 和图 3 的计算结果。

图 2 的其它参数设置:脉冲占空比  $x=0.8$ ; 初始时延  $\tau_{i\sim 0}=0, i=1$  或  $i=2, \tau_{p\sim 0}=0$ 。当局部群速度色散系数的绝对值为 10 ps<sup>2</sup>/km 时, 色散管理单元内的正群速度色散系数的光纤段的长度  $L_1$  与标准差  $\sigma$  之间的关系如图 2(a) 所示; 当局部群速度色散系数绝对值为 6 ps<sup>2</sup>/km 时, 色散管理单元内的正群速度色散系数的光纤的长度  $L_1$  与标准差  $\sigma$  之间的关系如图 2(b) 所示。

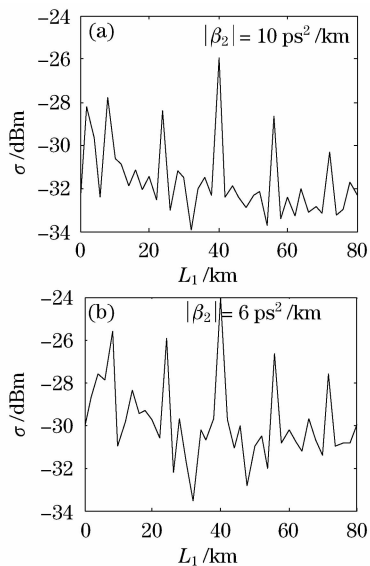


图 2 标准差  $\sigma$  与  $L_1$  的关系

Fig. 2 Variance of FWM noise  $\sigma$  versus  $L_1$

从图 2 可以看出,  $L_1$  取不同值时四波混频噪声标准差有较大差别, 当  $|\beta_2|=10$  ps<sup>2</sup>/km,  $L_1=31$  km 是一个比较理想的取值点, 不仅因为该取值点有较小的  $\sigma$  值, 还因为此种情况下, 整个光纤链路的平均

色散为弱反常色散, 反常色散与自相位调制效应相结合可使脉冲传输更加稳定, 与此类似, 当  $|\beta_2|=6$  ps<sup>2</sup>/km 时,  $L_1=32$  km 是一个理想的取值点。  $L_1=0$  km 对应光纤链路的群速度色散系数的值恒为正的情况,  $L_1=80$  km 对应光纤链路的群速度色散系数的值恒为负的情况, 与具有相同局部群速度色散系数绝对值的无色散管理光纤链路相比较,  $L_1$  取最优值时的色散管理光纤链路的标准差减小, 当  $|\beta_2|=10$  ps<sup>2</sup>/km 时, 这种减小量可达 2 dB; 当  $|\beta_2|=6$  ps<sup>2</sup>/km 时, 减小量可达 3.8 dB。对于色散管理单元内的两种光纤的群速度色散系数绝对值不相等的情况可进行类似的计算, 计算结果同样表明,  $L_1$  存在最佳的取值以减小  $\sigma$  值。可概括为: 采用正负群速度色散系数的光纤周期性交替分布的色散管理光纤链路, 通过优化色散管理单元内的两种色散光纤的长度, 可以很大程度上减小由于四波混频效应导致的性能劣化, 同时保证脉冲稳定传输。从图 2 还可以看出, 标准差与  $L_1$  之间呈现出较大幅度的波动关系, 这是因为不同的  $L_1$  使每个分段内的信道间的脉冲碰撞位置、碰撞距离和相位失配程度发生变化, 这些因素共同作用的结果导致了这种波动。

图 3 的参数值: 两种光纤的群速度色散系数的绝对值为 6 ps<sup>2</sup>/km,  $L_1=32$  km,  $\tau_{i\sim 0}=0$ 。当脉冲

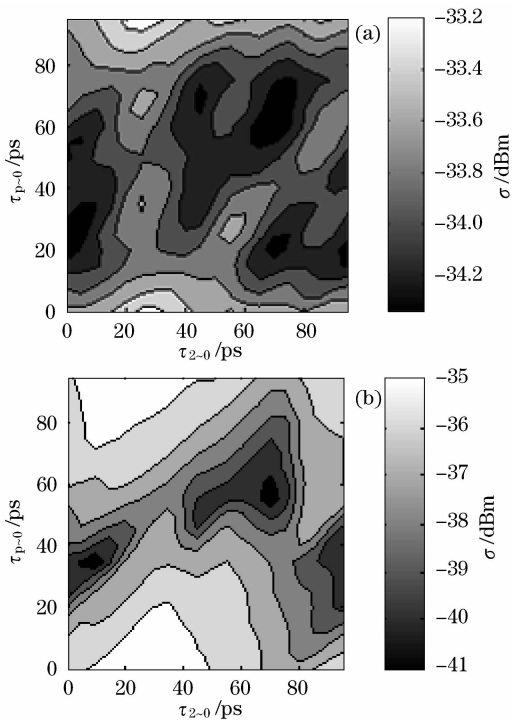


图 3 标准差  $\sigma$  与初始时延的关系

Fig. 3 Variance of FWM noise  $\sigma$  versus initial time delay, with pulse duty cycle

占空比  $x=0.8$  时, 初始时延  $\tau_{2\sim 0}, \tau_{p\sim 0}$  和标准差  $\sigma$  之间的关系如图 3(a) 所示; 当脉冲占空比  $x=0.6$  时, 初始时延  $\tau_{2\sim 0}, \tau_{p\sim 0}$  和标准差  $\sigma$  之间的关系如图 3(b) 所示。

从图 3 可以看出, 初始时延特别是探测信道的初始时延对四波混频噪声标准差有较大影响, 当占空比变小时, 这种影响会更大。占空比  $x=0.8$  时,  $\tau_{2\sim 0}$  和  $\tau_{p\sim 0}$  的最佳取值组合较最差取值组合的  $\sigma$  值减小了 1 dB, 而当  $x=0.6$  时, 这种减小量可至 6 dB。可概括为: 低占空比下, 各个相关信道的初始时延会对色散管理光纤链路的四波混频噪声标准差的值产生较大影响, 可通过优化初始时延的取值组合较大幅度地减小四波混频效应对系统性能的不利影响。

## 4 结 论

综合考虑各信道内的比特流、脉冲初始相位的随机性以及信道间的脉冲走离效应, 建立了色散管理系统中的简并四波混频噪声标准差的理论计算模型, 实例分析表明: 优化的色散管理方案在保证脉冲较稳定传输的前提下能使四波混频噪声标准差取值较小; 当系统选择较小的占空比时, 优化各信道脉冲的相对初始时延能较大幅度地减小四波混频噪声标准差, 从而减小四波混频效应的不利影响。

## 参 考 文 献

- 1 Liu Wenjun. A variational study on the propagation equation of bright soliton-like pulse under the influence of the fifth-order nonlinearity in optical fiber [J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(2): 184~187  
刘文军. 五阶非线性作用下光纤中类明孤子运动方程的变分研究[J]. 光学学报, 2008, **28**(2): 184~187
- 2 Qi Xiaoqiong, Shao Qunfeng, Zhang Xiaoping. Lumped fiber nonlinear noise compensation based on Volterra theory [J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(11): 1527~1532  
漆晓琼, 邵群峰, 张晓萍. 基于沃尔泰拉理论的集总光纤非线性噪声补偿[J]. 中国激光, 2007, **34**(11): 1527~1532
- 3 Feng Xue, Liu Xiaoming. Weighted nonlinear phase shift with group velocity dispersion to assess the nonlinear penalty in C+L band long-haul fiber optical amplified transmission link [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2008, **6**(7): 483~486
- 4 K. Inoue. Four-wave mixing in an optical fiber in the zero-dispersion wavelength region [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1992, **10**(11): 1553~1561
- 5 R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, Fabrizio Forghieri *et al.*.

- Four-photon mixing and high-speed WDM systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1995, **13**(5): 841~849
- 6 Antonella Bogoni, Luca Poti, Alberto Bononi. Accurate measurement of in-band FWM power in DWDM systems over nonzero dispersion fibers [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2003, **15**(2): 260~262
- 7 I. Morita, M. Suzuki, N. Edagawa *et al.*. Long-haul soliton WDM transmission with periodic dispersion compensation and dispersion slope compensation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(1): 80~85
- 8 H. Sugahara, H. Kato, T. Inoue *et al.*. Optimal dispersion management for a wavelength division multiplexed optical soliton transmission system [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(9): 1547~1558
- 9 T. I. Lakoba, J. Yang, D. J. Kaup *et al.*. Conditions for stationary pulse propagation in the strong dispersion management regime [J]. *Optics Communications*, 1998, **15**(3): 366~375
- 10 Du Jianxin, Lou Qihong. Collision-induced timing jitter in dispersion-managed WDM soliton system with filtering [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2004, **2**(12): 688~690
- 11 Cai Ju, Yang Xianglin. Intrachannel nonlinear effects in optical time division multiplexing dispersion managed quasi-line transmission system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2005, **25**(1): 93~98  
蔡 炬, 杨祥林. 光时分复用准线性传输系统的非线性相互作用 [J]. 光学学报, 2005, **25**(1): 93~98
- 12 O. V. Sinkin, R. Holzlohner, J. Zweck *et al.*. Optimization of the split-step Fourier method in modeling optical-fiber communication systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2003, **21**(1): 61~67
- 13 Sun Xueming, Zhang Huijian, Zuo Meng *et al.*. Impacts of polarization mode dispersion and nonlinear effect on 40 Gbit/s dense wavelength division multiplexing systems [J]. *Acta Optica Sinica*, 2004, **24**(10): 1363~1369  
孙学明, 张慧剑, 左 萌等. 偏振模色散及非线性效应对 40 Gbit/s 密集波分复用系统的影响 [J]. 光学学报, 2004, **24**(10): 1363~1369
- 14 O. V. Sinkin, V. S. Grigoryan, C. R. Menyuk. Accurate probabilistic treatment of bit-pattern-dependent nonlinear distortions in BER calculations for WDM RZ systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2007, **25**(10): 2959~2967
- 15 K. Inoue, K. Nakanishi, K. Oda *et al.*. Crosstalk and power penalty due to fiber four-wave mixing in multi-channel transmission transmissions [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1994, **12**(8): 1423~1439
- 16 M. Wu, W. I. Way. Fiber nonlinearity limitations in ultra-dense WDM systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2004, **22**(6): 1483~1497
- 17 S. Kumar. Analysis of degenerate four-wave-mixing noise in return-to-zero optical transmission systems including walk-off [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2005, **23**(1): 310~320
- 18 Zhou Lisong, Fan Chongcheng. Simple FWM evaluation and novel nonlinear effect simulation method for WDM optical fiber transmission systems [J]. *Acta Optica Sinica*, 1999, **19**(8): 1034~1040  
周立嵩, 范崇澄. 波分复用系统中的四波混频估算和非线性仿真 [J]. 光学学报, 1999, **19**(8): 1034~1040