

# DWDM 系统非简并四波混频串扰的分析\*

杜建新†

(南京邮电大学光电工程学院光通信研究所, 南京 210046)

(2008 年 5 月 16 日收到, 2008 年 7 月 15 日收到修改稿)

考虑到 DWDM 系统中的比特序列的随机性、信道间脉冲走离效应等多种因素的影响, 完善了归零调制格式下的四波混频效率的计算方法, 给出了相应的非简并四波混频噪声标准差的计算公式, 并利用该公式进行实例分析, 计算结果表明, 当占空比和信道间隔变小时, 不同信道内的随机比特序列的相对初始时延及光纤色散值的取值组合对四波混频效率的影响变得更大. 为保证系统的低色散和低四波混频串扰特性, 必须对这些量取值组合进行优化.

关键词: 非简并四波混频, 脉冲走离, 密集波分复用

PACC: 4281D, 4265J, 4265K

## 1. 引 言

密集波分复用(DWDM)光纤传输系统是构建未来光网络的基石, 实现 DWDM 光纤传输需要克服许多不利的因素, 如信噪比低, 色散和各种非线性效应<sup>[1,2]</sup>. 随着 DWDM 技术的不断发展, 光纤中传输的信道数越来越多, 信道间距越来越小, 传输功率越来越大, 从而使光纤的非线性效应特别是四波混频对 DWDM 传输系统性能的影响越来越大. 四波混频对 DWDM 系统性能影响程度与许多因素都有着密切的关系, 如信号调制格式、光纤有效面积、放大器的配置、色散管理方案、信道间隔大小和信道间脉冲走离效应等. 近年来, 基于强度调制的 DWDM 系统四波混频噪声理论不断得以完善, 但大部分忽略了信道间脉冲走离效应这一重要影响因素<sup>[3,4]</sup>, Kumar 改善了这种状况, 在他的理论模型中考虑了信道间脉冲走离效应的影响, 但是研究对象为信道简并的情况, 即参与四波混频过程信道数为三个时的情况<sup>[5]</sup>. 通过详细推导, 本文得出了信道为非简并情况下的基于强度归零调制格式下的四波混频噪声标准差的理论计算模型, 实例计算表明, 对于占空比和信道间隔较小的 DWDM 系统, 必须优化随机序列的相对初始时延和光纤色散的取值组合, 以使系统具有低色散和低四波混频串扰特性.

## 2. 非简并四波混频光场振幅的表达式

考虑到光纤的损耗, 光波电场有如下的形式

$$E_i = A_i \exp\left[-j(\omega_i t - k_i z - \theta_i) - \frac{\alpha z}{2}\right] + \text{c. c.}, \quad (1)$$

式中,  $i$  取整数用来标识不同的信道,  $E_i$  是属于第  $i$  信道的电场强度,  $k_i$  和  $\theta_i$  为第  $i$  信道的传输常数和初始相位,  $\alpha$  为光纤的损耗系数. 当角频率分别为  $\omega_1, \omega_2, \omega_3$  的三个单色光场入射到介质内时, 由于四波混频效应, 产生角频率为  $\omega_4$  的新的光场, 假设  $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ , 则

$$E_4 = A_4 \exp\left\{-j[(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)t - k_4 z - \theta_4] - \frac{\alpha z}{2}\right\} + \text{c. c.}. \quad (2)$$

四波混频效应产生的光波电场的振幅由下式近似给出

$$\frac{\partial A_4}{\partial z} + \frac{\alpha A_4}{2} = j\gamma A_1 A_2 A_3^* \exp\left[j\Delta\beta z + j\Delta\theta - \frac{3\alpha z}{2}\right], \quad (3)$$

其中  $\gamma$  为非线性系数. (3)式忽略了三阶色散的影响. 相位失配因子  $\Delta\beta$  的表达式为

$$\Delta\beta = k_1 + k_2 - k_3 - k_4 \approx -\beta_2(\omega_1 - \omega_3)(\omega_2 - \omega_3), \quad (4)$$

\* 南京邮电大学校科研基金(批准号: NY207007)资助的课题.

† E-mail: dujx@njupt.edu.cn

式中  $\beta_2$  表示群速度色散.

$$\Delta\theta = \theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_4. \quad (5)$$

脉冲群速度设为  $V_i$ ,  $T_0$  为比特宽度,  $x$  为占空比,  $\tau_i$  为信道  $i$  内的随机序列相对参考信道的初始时延, 脉冲包络慢变振幅

$$A_i(t, z) = \sum_{n_i=-\infty}^{\infty} (\bar{A}_i + a_{n_i}) f\left(t - n_i T_0 - \frac{z}{V_i} - \tau_i\right), \quad (6)$$

式中  $n_i$  取整数用来标识同信道内的不同的比特信号,

$$\begin{aligned} \bar{A}_i &= \frac{\sqrt{P_{i\max}}}{2}, \\ a_{n_i} &= \pm \frac{\sqrt{P_{i\max}}}{2}, \end{aligned} \quad (7)$$

其中  $P_{i\max}$  为脉冲的峰值功率.

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

方程 (3) 的近似解为

$$\begin{aligned} A_4(t, L) &= j\gamma \exp\left(-\frac{\alpha L}{2} + j\Delta\theta\right) \\ &\times \int_0^L A_1(t, z) A_2(t, z) A_3(t, z) \\ &\times \exp[-(\alpha - j\Delta\beta)z] dz. \end{aligned} \quad (9)$$

### 3. 四波混频效应诱发的噪声光电流

光电探测器产生的光电流

$$I = RP, \quad (10)$$

其中  $R$  为响应度,  $P$  为光功率. 四波混频效应产生的电场对同频率的信道产生干扰, 这个被干扰的探测信道用  $i=0$  来标识, 设为

$$E_0 = A_0(t, z) \exp[-j(\omega_0 t - \theta_0)] + \text{c.c.}, \quad (11)$$

其中  $\omega_0 = \omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ . 光电流可表示为

$$\begin{aligned} I &= R |A_0 \exp(j\theta_0) + A_4 \exp(jk_4 L + j\theta_4)|^2, \\ I &= R \{A_0^2 + [A_0 A_4^* \exp(j\theta_0 - jk_4 L - j\theta_4) \\ &+ \text{c.c.}] + |A_4|^2\}. \end{aligned} \quad (12)$$

公式 (12) 中  $A_0^2$  为确定量, 计算噪声的标准差时可被忽略, 第二项为探测场和四波混频产生电场之间的差拍噪声,  $|A_4|^2$  为四波混频电场之间的差拍噪声, 其值较小, 可忽略不计. 因此噪声光电流可表示为

$$\begin{aligned} \delta I(t) &= R \{A_0(t, z) A_4^* \\ &\times \exp[j(\theta_0 - k_4 L - \theta_4)] + \text{c.c.}\}. \end{aligned} \quad (13)$$

设  $A_0(t, z) = \sqrt{P_0} f(t) g(t)$  的定义如 (8) 式所示.

$\delta I(t)$  可进一步表示为

$$\begin{aligned} \delta I(t) &= \xi f(t) \int_0^L A_1(t, z) A_2(t, z) A_3(t, z) \\ &\times \exp[-(\alpha - j\Delta\beta)z] dz + \text{c.c.}, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\xi = -jR\gamma \sqrt{P_0} \exp\left[-\frac{\alpha L}{2} + j\phi\right], \quad (15)$$

其中  $\phi = \theta_0 - k_4 L - \theta_4 - \Delta\theta$ .

设  $V_1 > V_2 > V_3$ , 以  $i=1$  信道内的脉冲为参照, 得到新的相对脉冲参量  $V_{ri}, \tau_{ri}$ .  $s_i$  取整数用来标识同信道内的对四波混频有贡献的码元, 有

$$\frac{1}{V_{ri}} = \frac{1}{V_i} - \frac{1}{V_1} = -2\pi\beta_2 \Delta f_i,$$

$$\tau_{ri} = \tau_i - \tau_1 \quad (i = 0, 2, 3),$$

$$\begin{aligned} \delta I(t) &= \xi f\left(t + s_0 T_0 - \frac{L}{V_{i0}} - \tau_{i0}\right) \\ &\times \sum_{n_1=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{s_2=0}^{s_2} \sum_{s_3=0}^{s_3} (\bar{A}_1 + a_{n_1}) (\bar{A}_2 + a_{n_1-s_2}) \\ &\times (\bar{A}_3 + a_{n_1-s_3}) \psi_{s_2 s_3}(t) + \text{c.c.}, \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{s_2 s_3}(t) &= \int_0^L f(t) f\left(t + s_2 T_0 - \frac{z}{V_{i2}} - \tau_{i2}\right) \\ &\times f\left(t + s_3 T_0 - \frac{z}{V_{i3}} - \tau_{i3}\right) \\ &\times \exp[-\alpha_c z] dz. \end{aligned} \quad (17)$$

其中  $\alpha_c = \alpha - j\Delta\beta$ ,  $\Delta f_i$  为第  $i$  信道与第 1 信道之间的信道间隔.

### 4. 四波混频噪声标准差的计算公式

噪声光电流  $\delta I(t)$  的均方值是一个时间变量, 设一个比特周期内的  $\delta I(t)$  均方值的平均值为  $(\delta I)^2$ . 在不考虑滤波器影响的情况下, 利用频谱分析理论<sup>[5]</sup>, 求得其表达式 (见附录 A)

$$\begin{aligned} (\delta I)^2 &= \frac{(|\xi| L_{\text{eff}})^2 P_{1\max} P_{2\max} P_{3\max} \eta}{8}, \\ L_{\text{eff}} &= \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$\eta = \frac{1}{2T_0 L_{\text{eff}}^2} \int_{-\frac{xT_0}{2}}^{\frac{xT_0}{2}} R(t) \left| \sum_{s_2=0}^{s_2} \sum_{s_3=0}^{s_3} \Psi_{s_2 s_3}(t) \right|^2$$

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{s_2=0}^{S_2} \left| \sum_{s_3=0}^{S_3} \Psi_{s_2 s_3}(t) \right|^2 + \sum_{s_3=0}^{S_3} \left| \sum_{s_2=0}^{S_2} \Psi_{s_2 s_3}(t) \right|^2 \\
 & + \sum_{s_2=0}^{S_2} \sum_{s_3=0}^{S_3} \left| \Psi_{s_2 s_3}(t) \right|^2 dt, \tag{19}
 \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
 F(t) = & f\left(t + s_0 T_0 - \frac{L}{V_{i0}} - \tau_{i0}\right) \\
 & + f\left(t + s_0 T_0 + m T_0 - \frac{L}{V_{i0}} - \tau_{i0}\right). \tag{20}
 \end{aligned}$$

(19)式中的求和上限  $S_2$  和  $S_3$  分别由下式给出：

$$\begin{aligned}
 S_2 = & \text{int}\left(\frac{L}{T_0 V_{i2}} + \frac{\tau_{i2}}{T_0} + x\right), \\
 S_3 = & \text{int}\left(\frac{L}{T_0 V_{i3}} + \frac{\tau_{i3}}{T_0} + x\right), \tag{21}
 \end{aligned}$$

其中 int 表示去尾法并取最接近负无穷大的整数。

当  $V_{i0} > 0$  时,  $s_0$  取值由下式给出：

$$s_0 = \text{int}\left(\frac{L}{T_0 V_{i0}} + \frac{\tau_{i0}}{T_0} + x\right), \tag{22}$$

并且  $m = -1$ 。

当  $V_{i0} < 0$  时,  $s_0$  取值由下式给出：

$$s_0 = \text{teg}\left(\frac{L}{T_0 V_{i0}} + \frac{\tau_{i0}}{T_0} - x\right), \tag{23}$$

并且  $m = 1$  其中 teg 表示去尾法并取最接近正无穷大的整数。

函数  $F(t)$  的物理意义在于考虑到了传输末端信道 1 的脉冲和检测信道内两个相邻脉冲可能都有交叉的情况。

四波混频噪声标准差设为  $\sigma$ , 定义为

$$\sigma^2 = \frac{(\delta I)^2}{R^2}, \tag{24}$$

其中  $R$  如前文所述, 为光电探测器的响应度。

### 5. 四波混频噪声标准差的仿真结果及讨论

一般情况下(19)式难以直接得解析解, 求其数值解。

当物理量  $t, s_2, s_3, \tau_{i2}, \tau_{i3}$  等为定值时,  $\Psi_{s_2 s_3}(t, L)$  的解析形式由下述过程给出, 设

$$\begin{aligned}
 Z_{s_2 L} = & V_{i2} \left( t + s_2 T_0 - \tau_{i2} - \frac{x T_0}{2} \right), \\
 Z_{s_2 R} = & V_{i2} \left( t + s_2 T_0 - \tau_{i2} + \frac{x T_0}{2} \right),
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z_{s_3 L} = & V_{i3} \left( t + s_3 T_0 - \tau_{i3} - \frac{x T_0}{2} \right), \\
 Z_{s_3 R} = & V_{i3} \left( t + s_3 T_0 - \tau_{i3} + \frac{x T_0}{2} \right). \tag{25}
 \end{aligned}$$

设  $Z_L = \max(0, Z_{s_2 L}, Z_{s_3 L})$ , 表示  $Z_L$  的值为 0,  $Z_{s_2 L}, Z_{s_3 L}$  三者中的最大值.  $Z_R = \min(L, Z_{s_2 R}, Z_{s_3 R})$ , 表示  $Z_R$  的值为  $L, Z_{s_2 R}, Z_{s_3 R}$  三者中的最小值。

当  $Z_R \leq Z_L$  时,  $\Psi_{s_2 s_3}(t, L)$  的值为零;  $Z_R > Z_L$  时得

$$\Psi_{s_2 s_3}(t, L) = \frac{\exp(-\alpha_c Z_L) - \exp(-\alpha_c Z_R)}{\alpha_c}. \tag{26}$$

利用(18)–(26)式进行数值求解.  $\tau_{i2}, \tau_{i3}, \tau_{i0}$  的取值范围限定为  $0 - T_0$ ,  $P_{i \max} = 10 \text{ mW}$  ( $i = 1, 2, 3$ ), 非线性系数  $\gamma = 4.86 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ , 以分贝作为单位的光纤损耗系数为  $0.217 \text{ dB/km}$ . 光波传输距离  $L = 50 \text{ km}$ , 单信道的速率为  $10 \text{ Gb/s}$ . 以上参数在讨论中保持不变。

图 1 的参数设置: 信道间隔设为  $50 \text{ GHz}$ , 信道  $i = 1, 2, 3$  频率分别设为  $190.80, 190.85, 190.90 \text{ THz}$ , 探测波  $i = 0$  频率设为  $190.75 \text{ THz}$ , 角频率之间满足  $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ ,  $\beta_2 = -2.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ .  $\sigma$  的大小通过灰度来表示. 为了表征  $\tau_{i2}$  和  $\tau_{i3}$  的取值组合对  $\sigma$  的影响程度, 定义参数  $\epsilon$

$$\epsilon = (\sigma_{\max} - \sigma_{\min}) / (\sigma_{\max} + \sigma_{\min}), \tag{27}$$

式中  $\sigma_{\max}$  和  $\sigma_{\min}$  分别表示  $\sigma$  的最大值和最小值,  $\epsilon$  值越大, 表示  $\tau_{i2}$  和  $\tau_{i3}$  的取值组合对  $\sigma$  影响程度越大. 图 1 中 (a) (b) (c) (d) 对应的  $\epsilon$  的近似值分别为  $1, 0.69, 0.20, 0.16$ , 这说明  $\tau_{i0}$  和 占空比  $x$  都是影响  $\epsilon$  的重要因素, 占空比越小,  $\tau_{i2}$  和  $\tau_{i3}$  的取值组合对四波混频效率的影响就会越大, 占空比较小时, 必须优化  $\tau_{i0}, \tau_{i2}$  和  $\tau_{i3}$  的取值组合, 才能最大程度地减小四波混频串扰。

图 2 的参数设置: 信道间隔设为  $25 \text{ GHz}$ , 信道  $i = 1, 2, 3$  频率分别设为  $190.80, 190.825, 190.85 \text{ THz}$ , 探测波  $i = 0$  频率设为  $190.775 \text{ THz}$ , 角频率之间满足  $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ .  $\beta_2 = -2.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ . 图 2 中 (a) (b) (c) (d) 对应的  $\epsilon$  的近似值分别为  $1, 1, 0.27, 0.22$ . 图 2 除了进一步验证图 1 中所反映的规律外, 还进一步说明, 信道间隔变窄时,  $\tau_{i2}$  和  $\tau_{i3}$  的取值组合对四波混频效率的影响会更大。

图 3 的参数设置: 信道间隔为  $50 \text{ GHz}$ , 信道  $i =$

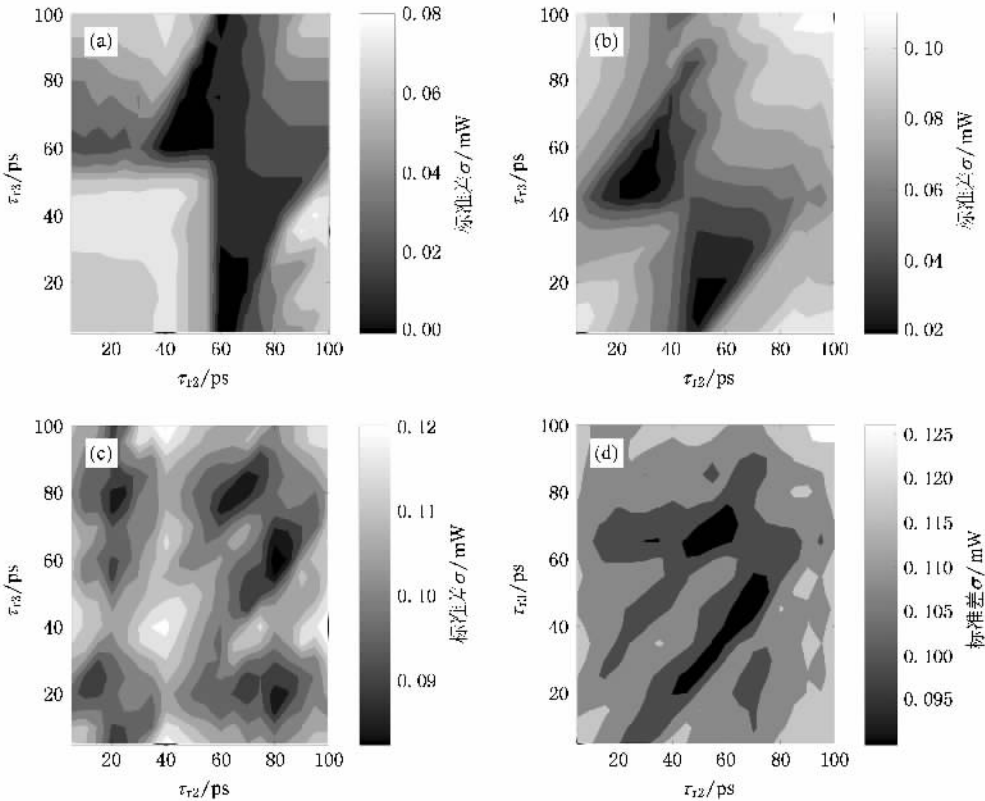


图1 信道间隔 50 GHz,四波混频标准差  $\sigma$  与  $\tau_{12}$ 、 $\tau_{13}$  的关系 (a)  $x=0.6$ ,  $\tau_{10}=80$  ps; (b)  $x=0.6$ ,  $\tau_{10}=30$  ps; (c)  $x=0.8$ ,  $\tau_{10}=80$  ps; (d)  $x=0.8$ ,  $\tau_{10}=30$  ps

1 2 3 频率分别设为 190.80, 190.85, 190.90 THz, 探测波  $i=0$  信道频率设为 190.75 THz, 角频率之间满足  $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ ,  $\tau_{10} = 80$  ps,  $\tau_{12} = 40$  ps 和  $\tau_{13} = 70$  ps,  $\beta_2$  变化范围设为  $-1.0 \sim -20.0$  ps<sup>2</sup>/km. 为突出变化趋势,  $\sigma$  的值以 dBm 为单位给出, 横坐标为  $\beta_2$  的绝对值. 可以看出, 不同占空比下,  $\beta_2$  对  $\sigma$  影响程度不同, 占空比较小时,  $\beta_2$  对  $\sigma$  影响较大, 且  $\beta_2$  与  $\sigma$  关系呈现明显的多个极小值结构, 但当占空比变大时, 这种多个极小值结构渐趋不明显. 从整体趋势上看,  $\beta_2$  绝对值变大时, 占空比对  $\sigma$  的影响减弱. 从图 3 还可看出, 在  $x=0.6$  和其他给定的参数值条件下,  $\beta_2 = -2.5$  ps<sup>2</sup>/km 时, 四波混频标准差取极小值之一, 它既保证了系统色散在一个较小的取值范围内, 又在很大程度减小四波混频效应影响, 是一个理想的取值点. 总之, 在占空比较小且选择了合适的  $\tau_{10}$ ,  $\tau_{12}$  和  $\tau_{13}$  参数值时,  $\beta_2$  存在最佳取值点, 它对应四波混频串扰较小, 同时又使系统的色散相对较低.

图 4 的参数设置: 信道间隔设为 25 GHz, 信道  $i=1, 2, 3$  频率分别设为 190.80, 190.825, 190.85

THz, 探测波  $i=0$  频率设为 190.775 THz, 角频率之间满足  $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ . 类似于图 3, 从图 4 可明显看出, 占空比较小时,  $\beta_2$  对  $\sigma$  的值影响较大. 在  $x=0.6$  和其他给定的参数值条件下,  $\beta_2 = -5.0$  ps<sup>2</sup>/km 时, 四波混频标准差取极小值之一, 它对应四波混频串扰较小, 同时又使系统的色散相对较低.

概括以上数值分析结果, 可得出这样一个主要结论: 从整体趋势上看, 在其他参数值不变的情况下, 选择较小的占空比能有效地减小四波混频的串扰; 当占空比和信道间隔较小时, 不同信道内的随机比特序列的相对初始时延及光纤色散值的取值组合是影响四波混频串扰大小的重要因素, 优化这些组合的取值, 能够使系统保持低色散和低四波混频串扰特性, 这对于设计高速 DWDM 系统有重要启示.

## 6. 结 论

考虑到 DWDM 系统中的比特序列的随机性、信道间脉冲走离效应等多种因素的影响, 利用频谱分析理论, 得出了非简并四波混频噪声标准差的理论

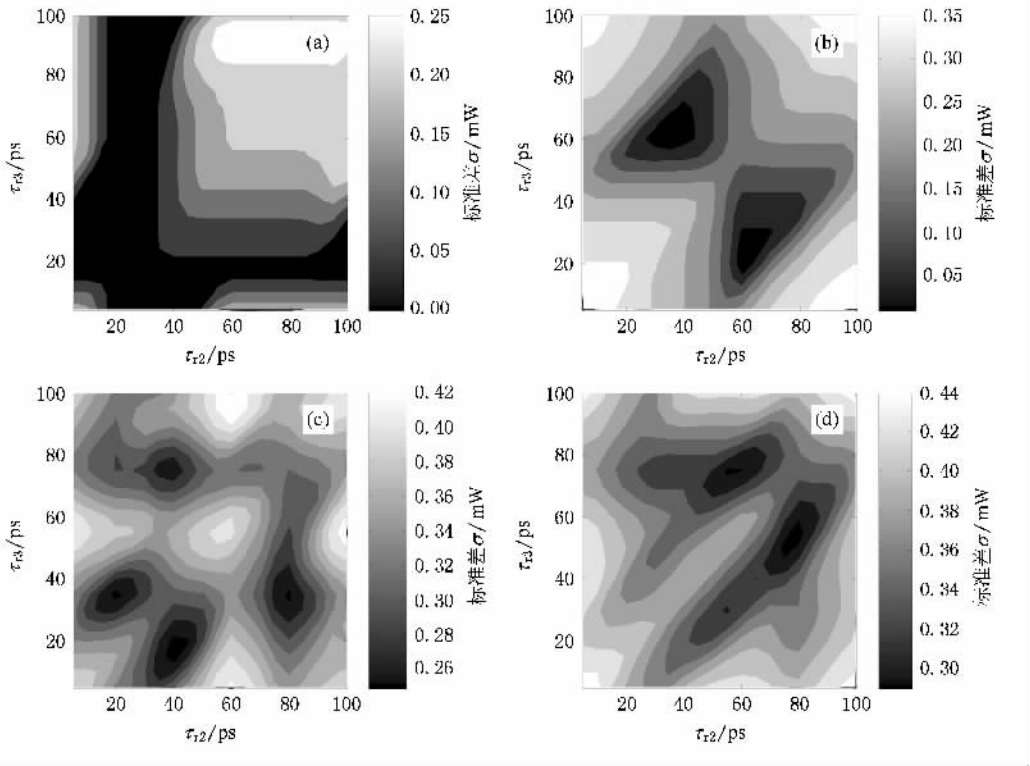


图 2 信道间隔 25 GHz 四波混频标准差  $\sigma$  与  $\tau_{r2}$ ,  $\tau_{r3}$  的关系 (a)  $x=0.6$ ,  $\tau_{r0}=80$  ps ; (b)  $x=0.6$ ,  $\tau_{r0}=30$  ps ; (c)  $x=0.8$ ,  $\tau_{r0}=80$  ps ; (d)  $x=0.8$ ,  $\tau_{r0}=30$  ps

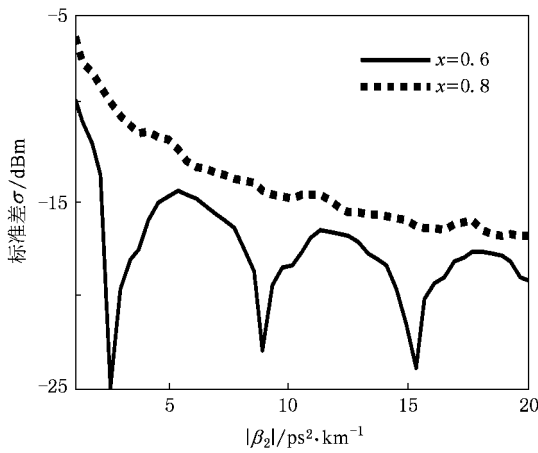


图 3 四波混频标准差  $\sigma$  与  $\beta_2$  的关系 信道间隔 50 GHz,  $\tau_{r0}=80$  ps,  $\tau_{r2}=48$  ps,  $\tau_{r3}=70$  ps

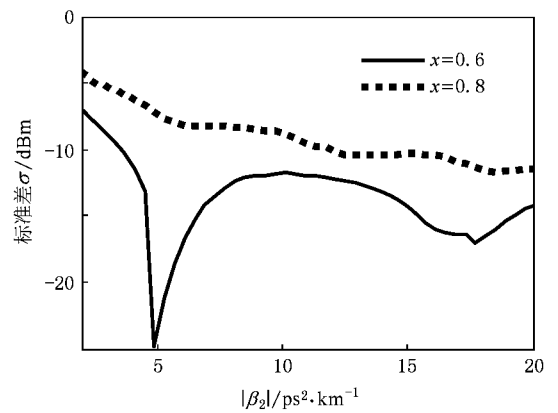


图 4 四波混频标准差  $\sigma$  与  $\beta_2$  的关系 信道间隔 25 GHz,  $\tau_{r0}=80$  ps,  $\tau_{r2}=48$  ps,  $\tau_{r3}=70$  ps

计算模型,利用它进行了数值分析,计算结果表明,当占空比和信道间隔变小时,不同信道内的随机比特序列的相对初始时延及光纤色散值的取值组合对四波混频效率的影响变得更大,为保证系统的低色散和低四波混频串扰特性,必须对这些量取值组合进行优化.本文得到的理论计算模型经过修正后可进一步推广到色散管理和损耗管理的 DWDM 光纤

传输系统.

### 附 录 A

定义  $\delta\mathcal{K}(t)$  的傅里叶变换如下:

$$\delta\tilde{I}(\omega) = F[\delta\mathcal{K}(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta\mathcal{K}(t) \exp[-j\omega t] dt', \tag{A1}$$

其中  $t' = t - z/V_1 - \tau_1$ ,  $T = NT_0$ ,  $N$  取整数, 利用 (16) (17) 和 A1 式可得

$$\delta \tilde{I}(\omega) = \delta \tilde{I}_+(\omega) + \delta \tilde{I}_-(\omega), \tag{A2}$$

$$\begin{aligned} \delta \tilde{I}_+(\omega) = & \zeta \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{s_2=0}^{s_2} \sum_{s_3=0}^{s_3} (\bar{A}_1 + a_{n_1}) \chi(\bar{A}_2 + a_{n_1-s_2}) \\ & \times (\bar{A}_3 + a_{n_1-s_3}) \tilde{Y}(\omega) * \tilde{\Psi}_{s_2 s_3}(\omega) \\ & \times \exp[-j\omega n_1 T_0], \end{aligned} \tag{A3}$$

其中 \* 为卷积符号, 上式中相关参数表达式如下:

$$\tilde{Y}(\omega) = \exp\left[-j\omega\left(n_0 T_0 - \frac{L}{V_0} - \tau_{00}\right)\right] \tilde{f}(\omega),$$

$$\tilde{f}(\omega) = \mathcal{F}[\mathcal{J}(t)],$$

$$\tilde{\Psi}_{s_2 s_3}(\omega) = \mathcal{F}[\Psi_{s_2 s_3}(t)],$$

$$\delta \tilde{I}_-(\omega) = \delta \tilde{I}_+^*(-\omega). \tag{A4}$$

设

$$\tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega) = \tilde{Y}(\omega) * \tilde{\Psi}_{s_2 s_3}(\omega), \tag{A5}$$

为了计算功率谱密度, 须计算  $|\delta \tilde{I}(\omega)|^2$ , 考虑到  $\phi$  的随机性, 可得

$$|\delta \tilde{I}(\omega)|^2 = |\delta \tilde{I}_+(\omega)|^2 + |\delta \tilde{I}_+(-\omega)|^2, \tag{A6}$$

$$\begin{aligned} |\delta \tilde{I}_+(\omega)|^2 = & |\xi|^2 \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{s_2=0}^{s_2} \sum_{s_3=0}^{s_3} \sum_{r_2=0}^{s_2} \sum_{r_3=0}^{s_3} \\ & \times (\bar{A}_1 + a_{m_1}) \chi(\bar{A}_1 + a_{n_1}) \\ & \times (\bar{A}_2 + a_{n_1-s_2}) \chi(\bar{A}_2 + a_{m_1-r_2}) \\ & \times (\bar{A}_3 + a_{n_1-s_3}) \chi(\bar{A}_3 + a_{m_1-r_3}) \\ & \times \exp[j\omega(n_1 - m_1)T_0] \\ & \times \tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega) \tilde{X}_{r_2 r_3}^*(\omega). \end{aligned} \tag{A7}$$

考虑到相关变量的随机性, 从(A7)式可得

$$\begin{aligned} |\delta \tilde{I}(\omega)|^2 = & \frac{|\xi|^2 P_{1\max} P_{2\max} P_{3\max}}{64} \\ & \times \left\{ \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \exp[j\omega(n-m)T] \right. \\ & \times (|\tilde{G}_1(\omega)|^2 + |\tilde{G}_1(-\omega)|^2) \\ & \left. + N[|\tilde{G}_1(\omega)|^2 + |\tilde{G}_1(-\omega)|^2] \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + |\tilde{G}_2(\omega)|^2 + |\tilde{G}_2(-\omega)|^2 \\ & + |\tilde{G}_3(\omega)|^2 + |\tilde{G}_3(-\omega)|^2 \\ & + N \left[ \sum_{s_3=0}^{s_3} |\tilde{G}_4(\omega)|^2 + \sum_{s_3=0}^{s_3} |\tilde{G}_4(-\omega)|^2 \right. \\ & + \sum_{s_2=0}^{s_2} \sum_{s_3=0}^{s_3} |\tilde{G}_5(\omega)|^2 \\ & + \sum_{s_2=0}^{s_2} \sum_{s_3=0}^{s_3} |\tilde{G}_5(-\omega)|^2 \left. \right] \\ & + N \left[ \sum_{s_3=0}^{s_3} |\tilde{G}_6(\omega)|^2 + \sum_{s_3=0}^{s_3} |\tilde{G}_6(-\omega)|^2 \right. \\ & + \sum_{s_2=0}^{s_2} |\tilde{G}_7(\omega)|^2 + \sum_{s_2=0}^{s_2} |\tilde{G}_7(-\omega)|^2 \left. \right] \Big\}, \tag{A8} \end{aligned}$$

上式中的各相关量有如下的表达式:

$$\begin{aligned} \tilde{G}_1(\omega) &= \sum_{s_2=0}^{s_2} \sum_{s_3=0}^{s_3} \tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega), \\ \tilde{G}_2(\omega) &= \sum_{s_2=0}^{s_2} \sum_{s_3=0}^{s_3} \tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega) \exp[-j\omega s_2 T_0], \\ \tilde{G}_3(\omega) &= \sum_{s_3=0}^{s_3} \sum_{s_2=0}^{s_2} \tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega) \exp[-j\omega s_3 T_0], \\ \tilde{G}_4(\omega) &= \sum_{s_2=0}^{s_2} \tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega) \exp[-j\omega s_2 T_0], \\ \tilde{G}_5(\omega) &= \tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega), \\ \tilde{G}_6(\omega) &= \sum_{s_2=0}^{s_2} \tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega), \\ \tilde{G}_7(\omega) &= \sum_{s_3=0}^{s_3} \tilde{X}_{s_2 s_3}(\omega). \end{aligned} \tag{A9}$$

功率谱密度 PSD 可表示为

$$PSD(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|\delta \tilde{I}(\omega)|^2}{T} \Big|_{\phi, a_{n_1}, a_{n_1-s_i}}, \tag{A10}$$

$$(\delta \tilde{I})^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |R_X(\omega)|^2 PSD(\omega) d\omega, \tag{A11}$$

其中  $R_X(\omega)$  是与电滤波器相关的传递函数, 当不考虑滤波器影响时, 从(A11)得到(18)和(19)式.

[1] Shao Z H 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 73 (in Chinese) [邵钟浩 2001 物理学报 **50** 73]  
 [2] Li Q L, Zhu H D, Li Y M, Tang X H, Lin L B 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 2686 (in Chinese) [李齐良, 朱海东, 李院民, 唐向宏, 林理彬 2005 物理学报 **54** 2686]

[3] Inoue K, Nakanishi K, Oda K, Toba H 1994 *J. Lightwave Technol.* **12** 1423  
 [4] Wu M, Way W I 2004 *J. Lightwave Technol.* **22** 1483  
 [5] Kumar S 2005 *J. Lightwave Technol.* **23** 310

# Analysis of non-degenerate four-wave-mixing crosstalk in DWDM system<sup>\*</sup>

Du Jian-Xin<sup>†</sup>

(*Institute of Optical Communication, College of Optoelectrical Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunication, Nanjing 210046, China*)

(Received 16 May 2008; revised manuscript received 15 July 2008)

## Abstract

Four-wave mixing (FWM) tone degrades system performance in dense wavelength-division-multiplexed (DWDM) optical transmission. A method of evaluating the efficiency of non-degenerate FWM tone for return-to-zero modulation scheme is developed without ignoring group-velocity walk-off of random bit sequence between channels. A theoretical model evaluating the standard deviation of FWM tone is then given. Some calculation examples show that, when the duty cycle and channel separation become small, the initial relative time delay of random bit sequences in different channels and fiber dispersion are more important to the FWM noise. Choosing optimal values of them is important to make the system to have low dispersion and small FWM crosstalk.

**Keywords** : non-degenerate four-wave-mixing, walk-off, DWDM

**PACC** : 4281D, 4265J, 4265K

<sup>\*</sup> Project supported by the Scientific Research Foundation of Nanjing University of Posts and Telecommunications, China (Grant No. NY207007).

<sup>†</sup> E-mail : dujx@njupt.edu.cn