

波分复用系统中的四波混频估算 和非线性仿真*

周立嵩 范崇澄

(清华大学电子工程系光纤通信研究所, 北京 100084)

摘 要 在波分复用(WDM)光纤通信系统中, 群速度色散(GVD)、自相位调制(SPM)、互相位调制(XPM)以及四波混频(FWM)等非线性效应能明显降低系统性能。给出了此类系统中四波混频效应的简单估算公式, 以及在采用单信道方法仿真波分复用系统的非线性效应时, 为保证计算精度所需的步长的选取公式。提出了一种基于求解多信道耦合波方程组的群速度色散/自相位调制/互相位调制/四波混频仿真算法, 可大大减少计算工作量。这些都有助于光纤通信系统的设计。

关键词 波分复用, 光纤非线性, 系统仿真。

1 引 言

在波分复用光通信系统中, 信道间的四波混频会产生新的频率。对于最常用的等间距信道设计, 在多信道数($N \geq 8$)、小色散光纤的情况下, 落到信道频带内的四波混频项可能严重影响系统性能。因此, 有必要知道四波混频与光纤各参数的关系。用目前已有的公式在多信道情况下进行计算十分繁琐^[1, 2], 不利于半定量估计和定量计算; 本文在单个四波混频项估算公式的基础上引入混频指数的概念, 提出了级联多信道波分复用系统中四波混频效应的简单估算公式。

在考虑自相位调制、互相位调制和四波混频的条件下分析和评估波分复用光通信系统时, 通常采用数值仿真的方法进行模拟。传统的方法是将多信道信号看作宽频带的单信道信号, 然后将其代入非线性薛定谔方程进行计算^[3]。这种仿真方法在步长不合适时会产生极大的误差。本文分析并给出了这种仿真方法应采用的步长范围, 在保证计算精度的同时提高了计算速度。

另外, 在单信道仿真方法的基础上, 利用解耦合波方程组的方法, 本文提出了一种将自相位调制、互相位调制和四波混频效应分别考虑的分离信道仿真方法。与传统方法相比, 它除了具有可大大增加仿真步长、节约计算量的优点以外, 还可以分别仿真计算上述 3 种非线性效应, 给出明确的物理图景, 有利于系统性能的分析与改进。

* 国家科委 863 高科技项目, 编号: 863-317-9602-01。

收稿日期: 1998-04-06

2 波分复用系统中混频指数及四波混频功率的简单估算

在单段光纤系统中, 光信号的功率和相位均为连续演化, 可用解析方法近似估算四波混频功率。

由文献[1、2], 在连续波条件下, 信道 l 、 m 、 n 传输距离 L 后产生的归一化四波混频功率为

$$\gamma^2 P_{\text{SIG}}^2 s_{lmn}^2 \frac{|1 - \exp [(-\alpha - j\Delta K_{lmn})L]|^2}{|\alpha + j\Delta K_{lmn}|^2} \quad (1)$$

其中, 假设各信道功率同为 P_{SIG} , γ 为光纤的非线性系数, α 为光纤的损耗因子, s_{lmn} 为简并因子, 即当 $l = m$ 时, s_{lmn} 为 1, 否则 s_{lmn} 为 2, 波矢失配因子 ΔK_{lmn} 为

$$\Delta K_{lmn} = \frac{\beta_2(\omega_r)}{2} (\Delta\omega_l^2 + \Delta\omega_m^2 - \Delta\omega_n^2 - \Delta\omega_m^2) + \frac{\beta_3(\omega_r)}{6} (\Delta\omega_l^3 + \Delta\omega_m^3 - \Delta\omega_n^3 - \Delta\omega_m^3) \quad (2)$$

式中 $\Delta\omega = \Delta\omega_l + \Delta\omega_m - \Delta\omega_n$, $\Delta\omega_{l,m,n} = \omega_{l,m,n} - \omega$, $\omega = \frac{2\pi c}{\lambda_r}$ 是参考角频率, 取为色散绝对值最小的信道角频率, $\beta_2(\omega) = -\frac{\lambda_r^2}{2\pi c} D_{\min}$, $\beta_3(\omega) \approx \frac{\lambda_r^4}{(2\pi c)^2} [S_0 - \frac{2D_{\min}}{\lambda_r}]$, S_0 为零色散点处的色散斜率, 而 λ_r 、 c 、 D_{\min} 分别是参考波长、光速和 λ_r 下的光纤色散参数。

由于波分复用情况下每个信道内都可能落入多个四波混频项, 而各个激光器的相位是独立分布的随机变量, 故信道 i 内四波混频功率的期望值 P_i^{FWM} 是落入该信道内各个四波混频项功率的和, 其归一化数值 $P_i^{\text{FWM}, r}$ (以 dB 计) 为:

$$P_i^{\text{FWM}, r} = 10 \log \left[\frac{P_i^{\text{FWM}}}{P_{\text{SIG}} \exp(-\alpha L)} \right] = 10 \log \left\{ \gamma^2 P_{\text{SIG}}^2 \sum_{lmn} s_{lmn}^2 \frac{|1 - \exp [(-\alpha - j\Delta K_{lmn})L]|^2}{|\alpha + j\Delta K_{lmn}|^2} \right\} \quad (3)$$

直接利用(3)式进行计算十分繁琐。但对于典型波分复用光纤通信系统而言, $\lambda \approx 1550 \text{ nm}$, $\alpha L \gg 1$ [$\alpha = 0.0575 \text{ km}^{-1}$ ($0.25 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$) 时对应于 $L \gg 17.4 \text{ km}$] 且 $\Delta K_{lmn} \gg \alpha$ (设 $D = 1 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$, $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$, 则 ΔK_{lmn} 中的最小值 $\Delta K_{221} \approx 0.5 \text{ km}^{-1}$), 上式可化简为

$$P_i^{\text{FWM}, r} = 10 \log \left[\gamma^2 P_{\text{SIG}}^2 \sum_{lmn} \frac{s_{lmn}^2}{\alpha^2 + \Delta K_{lmn}^2} \right] \approx 10 \log \left[\frac{\gamma^2 P_{\text{SIG}}^2}{(0.3923 D_{\min} \Delta\lambda^2)^2} \right] + 10 \log I_i \quad (4)$$

其中

$$I_i = \left(\frac{\beta_2}{2} \Delta\omega^2 \right)^2 \sum_{\substack{l, m, n \\ l+m-n=i \\ n \neq l, m}} \frac{s_{lmn}^2}{\Delta K_{lmn}^2} = \sum_{\substack{l, m, n \\ l+m-n=i \\ n \neq l, m}} \frac{s_{lmn}^2}{(l^2 + m^2 - n^2 - i^2)^2} \quad (5)$$

在(4)式中, ΔK_{lmn} 只考虑(2)式中的第一项且 D_{\min} 按色散绝对值最小的信道选取, 使结果偏于安全。 γ 、 P_{SIG} 、 ΔK 、 D_{\min} 和 $\Delta\lambda$ 的单位分别是 $\text{W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ 、 W 、 km^{-1} 、 $\text{ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$ 和 nm 。可见, 落入信道 i 内的 $P_i^{\text{FWM}, r}$ 可简单表示为两项之和: 第一项只与光纤和光信号参数有关, 而第二项 I_i 则只与总信道数和信道号有关, 称为混频指数。表 1 给出了信道总数(CHA)为 4、8、16、32 时, 按(5)式计算所得的各信道(CHN)的 I_i (表中只列出了一半信道的 I_i , 另一半信道的混频指数与之对称)。

表 1 中的混频指数直接反映了不同信道之间归一化四波混频功率的相对大小。由于中间信道上落入的混频项最多, 故 I_i 最大; 而且当信道数较多时($N \geq 8$), 中间几个信道的 I_i 变化不大, 这是因为四波混频的主要来源是相位失配较小的混频项。

Table 1. The four-wave mixing indices I_i for 4, 8, 16 and 32 channels, respectively

I_i \ CHA \ CHN	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
4	0.50	1.50														
8	0.82	2.27	2.80	3.06												
16	0.96	2.53	3.16	3.56	3.76	3.89	3.95	3.98								
32	1.03	2.64	3.29	3.71	3.93	4.08	4.18	4.25	4.31	4.35	4.38	4.40	4.41	4.43	4.43	4.44

CHN= Channel number, CHA= total number of channels.

图 1 给出了典型情况下按(3)式和(4)式计算 $P_i^{\text{FWM},r}(i=8)$ 的结果比较。光纤参数为 $\gamma = 2 \text{ km}^{-1} \cdot \text{W}^{-1}$, $\alpha = 0.0575 \text{ km}^{-1} (0.25 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1})$, $S_0 = 0.08 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-2}$, 光信号参数为 $\lambda = 1550 \text{ nm}$, $N = 16$, $P_{\text{SIG}} = 10 \text{ mW}$ 。图 1(a) 为用(3)式计算的 $P_8^{\text{FWM},r}$ 与 $\Delta\lambda$ 和 D_{min} 的关系。1 dB 眼图代价* 约对应于 $P_i^{\text{FWM},r} = -20 \text{ dB}$ 。图 1(b) 则是在同一条件下, 用简化公式(4)与(3)计算结果的相对误差 $(|(4)-(3)|/|(3)|)$ 。可见: 在常用参数范围内完全可以使用简化公式(4)进行计算。误差主要来自(4)式中忽略了各信道色散参数的差异而采用了最小值。此外, 由于(4)式中忽略了 α , 在信道间距很小时误差变大。当然, 采用(4)式的估计偏于保守。当系统中传输的是非归零码型的信号时, “1”码间的相互作用是四波混频的主要来源, 此时图 1 约对应于每信道平均功率 $P_{\text{SIG}} = 5 \text{ mW}$ 的情况。

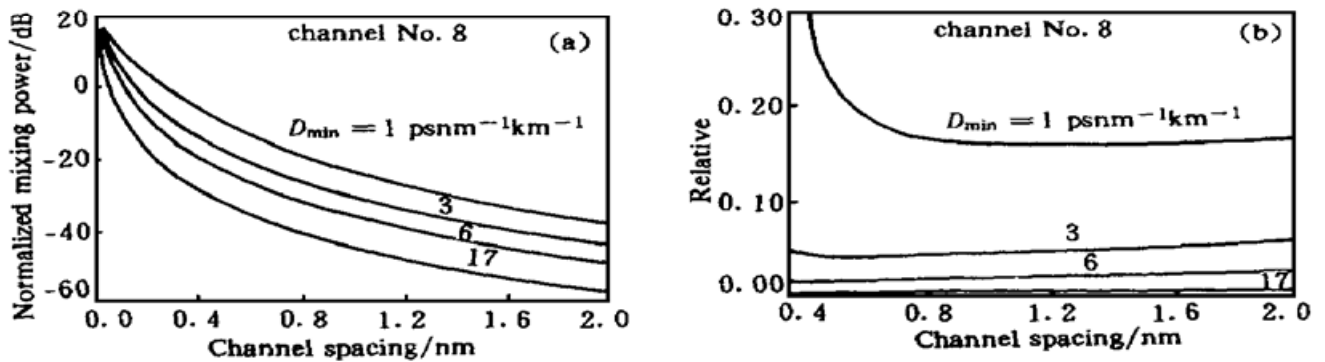


Fig. 1 (a) Normalized FWM power $P_i^{\text{FWM},r}(i=8)$ and (b) Its relative error calculated from formula (3) and (4), respectively. Common parameters: $N = 16$, $P_{\text{SIG}} = 10 \text{ mW}$, $\gamma = 2 \text{ km}^{-1} \cdot \text{W}^{-1}$, $\alpha = 0.0575 \text{ km}^{-1} (0.25 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1})$, $S_0 = 0.08 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-2}$

3 采用单信道方法仿真波分复用系统时的步长范围

在单信道光通信系统仿真方法中, 基于解非线性薛定谔方程, 采用分离步傅里叶方法非常流行^[4, 5]。在多信道波分复用系统仿真时, 传统的方法是把多信道信号看作宽频带的单信道信号(仍然满足薛定谔方程准单色近似条件)来仿真, 光纤对光信号的自相位调制、互相位调制和四波混频效应采用非线性薛定谔方程中的一项表达, 求解一元偏微分方程^[3]。由于这时信号频带很宽, 相位失配很大, 步长不足够小就会发生较大误差。通常对于 G. 652 光纤, 传输 8 个信道且信道间隔为 0.8 nm 时, 步长应在 10^{-2} km 量级。此时, 选取合适步长使之既能保证计算精度又能充分节约计算量是十分重要的。

在光信号传输过程中, 任意距离 z 处新产生的四波混频复振幅为

* 眼图代价(dB)是传输前后眼图开启度(EO_B 和 EO_L)的比值: $10 \log(EO_B/EO_L)$ 。

$$A_{\text{FWM}}(z) = (js\gamma)A^2A^* \exp\left(-\frac{3\alpha}{2}z - j\Delta Kz\right) \tag{6}$$

其中假设输入端的各信道振幅相同, 都为 A , s 为前文提到的简并因子。由于相位失配因子 ΔK 的存在, (6) 式是一个关于 z 的快变振荡函数。分离步方法是将 $z = z_0$ 处的信号的相互作用乘以步长 h 来近似信号在 z_0 到 $z_0 + h$ 内的综合作用。当步长为 h 时, 在输出端 $z = L$ 处, 积累的四波混频复振幅可以表示为

$$\begin{aligned} A(L) &= jA_{\text{FWM}}(0) \exp\left(-\frac{\alpha}{2}L\right) + hA_{\text{FWM}}(h) \exp\left[-\frac{\alpha}{2}(L-h)\right] + \dots = \\ &= jhs\gamma A^2A^* \sum_{i=0}^{L/h-1} \exp\left[-\alpha(ih) - j\Delta K(ih)\right] = \\ &= jhs\gamma A^2A^* \frac{1 - \exp\left(-\alpha L - j\Delta KL\right)}{1 - \exp\left(-\alpha h - j\Delta Kh\right)} \end{aligned} \tag{7}$$

因此, 分离步方法是将呈振荡状的(6)式的积分转化为计算一系列等间隔的抽样点的和。当步长满足 $\Delta Kh = 2n\pi$, $n = 1, 2, \dots$ 时, (7) 式相当于只计算了(6)式中同相点的作用, 大大偏离正确的积分结果。典型情况如图 2(a) 所示, 它表示当 $\alpha L \gg 1$ 、 $N = 3$ 时 $P_2^{\text{FWM}, r}$ 与仿真步长 h 的关系。

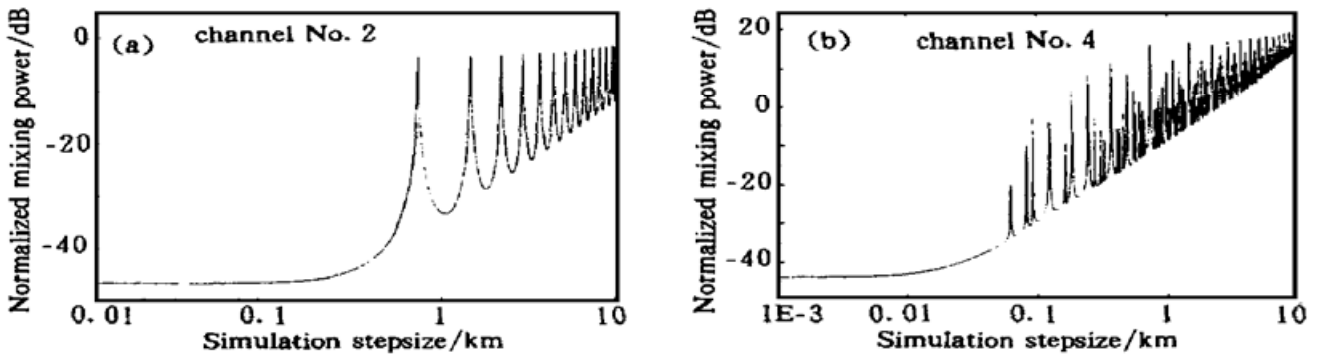


Fig. 2 The normalized FWM power $P_i^{\text{FWM}, r}$ calculated by the single channel simulation method as a function of simulation step-size: (a) $N = 3, i = 2$; (b) $N = 8, i = 4$. Common parameters: $P_{\text{SIC}} = 10 \text{ mW}$, $\gamma = 2 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, $D_{\text{min}} = 17 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, $\alpha = 0.0575 \text{ km}^{-1}$ ($0.25 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$) and $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$

此时信道 2 的归一化四波混频功率(以 dB 计)为

$$P_2^{\text{FWM}, r} = 10 \log \left[(2\gamma P_{\text{SIC}})^2 h^2 \left| \frac{1}{1 - \exp(-\alpha - j\Delta K)h} \right|^2 \right] \tag{8}$$

图 2(a) 中曲线的峰值和谷值分别对应于仿真步长

$$\left. \begin{aligned} h_n^{\text{max}} &= \frac{2n\pi}{\Delta K_{132}} \\ h_n^{\text{min}} &= \frac{(2n+1)\pi}{\Delta K_{132}} \end{aligned} \right\} n = 1, 2, \dots \tag{9}$$

当 $h \rightarrow 0$ 时, 有 $\exp(-\alpha - j\Delta K)h \xrightarrow{h \rightarrow 0} 1 - (\alpha + j\Delta K)h$, 这时(8)式的结果与(4)式一致, 曲线趋于准确解。由图 2(a) 可见, 当步长 $h > h_1^{\text{max}}$, 很容易造成大于 20 dB 的误差。如果步长取为

$$h = (1/3 \sim 1/2) h_1^{\text{max}} \tag{10}$$

则能在计算精度和计算速度间实现优化。

这一原则可以推广到信道更多的波分复用系统。此时, 考虑到各信道光源的相位是 0 到 2π 均匀分布并且彼此独立, 因此有

$$P_i^{\text{FWM}, r} = 10 \log [(\gamma P_{\text{sig}} h)^2 \sum_n \frac{s_n^2}{|1 - \exp(-\alpha - j\Delta K_n)h|^2}] \quad (11)$$

其中, s_n 代表简并因子。由于信道数增多, n 和 ΔK 都在变化, 曲线的振荡情况更加复杂。作为典型情况, 图 2(b) 为 $N = 8$, $P_{\text{sig}} = 10 \text{ mW}$, $\gamma = 2 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, $D_{\text{min}} = 17 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$, $\alpha = 0.0575 \text{ km}^{-1}$ ($0.25 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$), $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$ 时, 归一化四波混频功率与步长的关系。第一个峰值对应的步长为

$$h_1^{\text{max}} = \frac{2\pi}{\Delta K_{\text{max}}}, \quad \Delta K_{\text{max}} = \begin{cases} \Delta K_{1, N, N/2}, & N = 4, 6, 8 \dots \\ \Delta K_{1, N, (N+1)/2}, & N = 3, 5, 7 \dots \end{cases} \quad (12)$$

ΔK_{max} 为落在该信道内的各四波混频项中, 相位失配最大项的 ΔK 。由图 2(b) 可见, 按(10)式选取步长仍然有效。

4 波分复用系统仿真的新算法

由(12)式, ΔK_{max} 随着信道数的增多迅速增大, 因此要求步长很小, 这会给仿真过程带来极大的计算量负担。本文基于文献[5]中分别求各信道复振幅的思想, 发展了一种基于各信道的解耦合波方程组的波分复用系统仿真方法^[6], 其特点是所有非线性效应都在时域计算, 并且在每一步长内对快变化的四波混频项采用解析积分的方法求出, 可大大提高计算速度。

光信号传输以求解非线性薛定谔方程来模拟^[3]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A = j\gamma |A|^2 A^* \quad (13)$$

其中 $A = A(z, t)$ 代表光信号的复振幅, 在 N 信道情况下,

$$A = A_1 \exp(-j\omega_1 t) + A_2 \exp(-j\omega_2 t) + \dots + A_N \exp(-j\omega_N t) \quad (14)$$

A_i 为第 i 信道的复振幅。将(14)式代入(13)式并按照载波项合并整理。每信道取群速度 v_g 平移参考系^[3] ($T = t - z/v_g = t - \beta_1 z$), 可得一组耦合波方程, 第 i 式为

$$\frac{\partial A_i}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A_i + \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_i}{\partial T^2} = j\gamma |A_i|^2 A_i + 2j\gamma \sum_{k \neq i} |A_k|^2 A_i + j\gamma \sum_{l, m, n} s_{lmn} A_l A_m A_n^* \exp(-j\Delta K_{lmn} z) \quad (15)$$

表示了信道 i 的信号复振幅随距离 z 和时间 T 的演化规律。等式右方各项依次代表自相位调制、互相位调制和四波混频的作用。与前述单信道方法的不同在于将互相位调制和四波混频的作用单独列出。其中, 互相位调制一项的计算采用对应各信道复振幅直接相乘的方法, 即一个步长内, 互相位调制效应对信道 i 的复振幅的改变为

$$dA_i^{\text{XPM}}(z) = 2j\gamma A_i(z) \sum_{k \neq i} |A_k(z)|^2 dz \quad (16)$$

而一个步长内, 四波混频效应对信道 i 的复振幅的改变为

$$dA_i^{\text{FWM}}(z) = j\gamma \sum_{l \neq n, m \neq n} s_{lmn} A_l(z) A_m(z) A_n^*(z) \int_z^{z+h} \exp(-j\Delta K_{lmn} z) dz \quad (17)$$

通常, 色散在一段光纤内是均匀的, 则各项 ΔK_{lmn} 是常数。有

$$\int_z^{z+h} \exp(-j\Delta K_{lmn} z) dz = \frac{\exp(-j\Delta K z) [\exp(-j\Delta K h) - 1]}{-j\Delta K} \quad (18)$$

因此, 对四波混频的计算只需考虑在每个步长内的 $\exp(-j\Delta Kz)A_l(z)A_m(z)A_n^*(z)$ 。由于将快变化的振荡项的积分采用解析计算, 避免了采用(7)式计算容易引入的误差。实际上, 一个设计合理的光通信系统中四波混频的效应也比较小, 因此可以大大地增加步长。此时, 步长的增加受限于一个步长内分别计算色散和自相位调制、互相位调制带来的误差和。虽然采用解耦合波方程组分别计算各信道的复振幅随距离的变化的方法增加了运算特别是乘法的次数, 但是由于步长增大许多, 带来的好处更大。当信道数增加时, 色散和自相位调制效应的计算量与信道数成正比, 互相位调制效应的计算量与信道数的平方成正比, 四波混频效应的计算量与信道数的立方成正比, 考虑到实际上有效的四波混频主要发生在相位失配不是很大的情况下, 它的计算量也以信道数的平方计, 即大约总计算量与信道数的平方成正比; 而前面所说的单信道的算法, 当信道数增加 1 倍而信道间隔不变时, 最大相位失配 ΔK_{\max} 变为 4 倍, 即步长要变为原来的 1/4, 同时由于信号频谱变为 2 倍宽, 频域采样点数也须变为原来的 2 倍, 即总计算量是原来的 8 倍, 或计算量是与信道数的立方成正比。总之, 在 N 信道波分复用仿真时, 采用解耦合波方程组的方法, 其计算量仅为单信道方法的 $1/N$, 在多信道时能带来明显的好处。当然, 考虑到信道间的走离(各信道群速不同导致信道间脉冲相对位移), 步长应略短, 本方法在计算量上带来的优越性也会稍差。

另外, 与单信道方法比较, 这种方法还能将自相位调制、互相位调制和四波混频的作用效果进行单独分析和模拟, 更生动地表现各种效应的物理图像。作为一个例子, 图 3 给出了在 8 路 \times 10 Gb/s(最短波长 $\lambda_{\min} = 1550$ nm, 信道间隔 $\Delta\lambda = 0.8$ nm)、每信道平均信号功率 $P_{\text{SIC}} = 5$ mW、光纤损耗 $\alpha = 0.046$ km⁻¹(0.2 dB/km)、 λ_{\min} 下的色散系数 $D_{\min} = 4.0$ ps \cdot km⁻¹ \cdot nm⁻¹, 传输距离 $L = 3 \times 80$ km(中间用理想光放大器抵消光纤损耗)时, 两种非零色散位移光纤(A 型: $\gamma = 1.4$ W⁻¹ \cdot km⁻¹, $S_0 = 0.1$ ps \cdot km⁻¹ \cdot nm⁻²; B 型: $\gamma = 2.0$ W⁻¹ \cdot km⁻¹, $S_0 = 0.08$ ps \cdot km⁻¹ \cdot nm⁻²) 传输后的眼图代价。其中群速度色散+互相位调制(GVD + XPM)、四波混频及综合效应的计算与传输光信号的码型和相位有关, 图 3 是在取周期为 $2^5 - 1$ 的 M 序列伪随机码*、各信道相位随机分布的情况下, 10 次计算中的最坏结果。

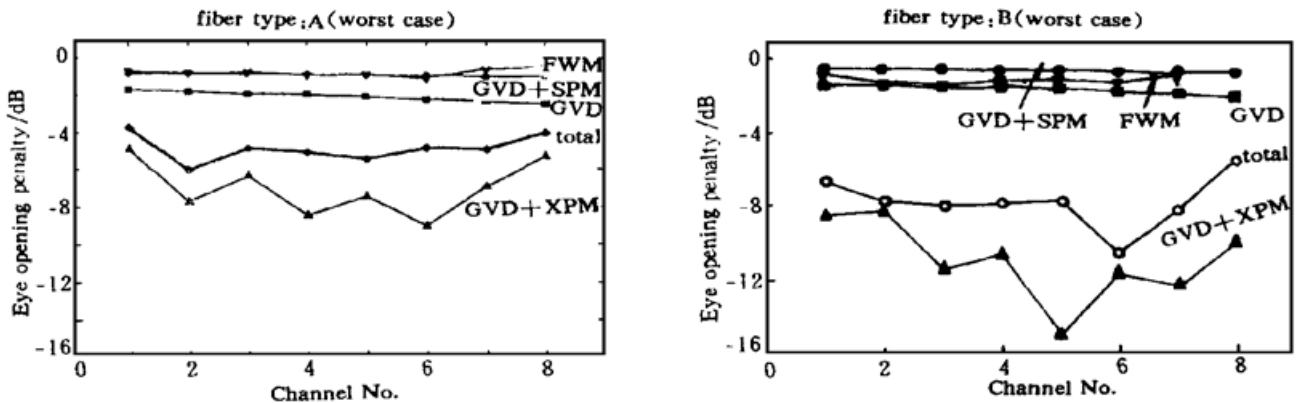


Fig. 3 The eye opening penalties (EOP) caused by various effects (GVD, GVD+ SPM, GVD+ XPM, FWM and total) in two kinds of non-zero dispersion-shifted fibers (Type A: $\gamma = 1.4$ W⁻¹km⁻¹, $S_0 = 0.1$ ps \cdot km⁻¹nm⁻²; Type B: $\gamma = 2.0$ W⁻¹km⁻¹, $S_0 = 0.08$ ps \cdot km⁻¹ nm⁻²). EOP values are the worst among ten calculations. For other parameters see text

* M 序列是最长线性反馈移位寄存器序列的简称。

由图可以清楚看到: B 型光纤明显劣于 A 型光纤的主要原因是其非线性系数 γ 较大, 导致互相位调制效应明显坏于前者。这里有兴趣指出: 虽然 A 型光纤的色散斜率 S_0 较大, 使长波长信道的色散系数比 B 型光纤更大, 从而增强了群速度色散效应, 但其影响要小得多。当然, 采用色散补偿可以明显降低眼图代价, 但 A 型光纤仍占优势。

结 论 本文在单个四波混频项估算公式的基础上引入混频指数的概念, 给出了波分复用系统中四波混频效应的简单估算公式, 在常用的系统参数范围内与准确公式符合得很好。另外, 提出了在采用单信道方法^[4]仿真波分复用系统时步长的选取公式, 以便在保证计算精度的同时节约计算量。文中还提出了一种基于求解多信道耦合波方程组的波分复用仿真算法, 即可以大大减少计算工作量, 又可以分别计算群速度色散、自相位调制、互相位调制和四波混频, 给出各效应单独的物理图像。

参 考 文 献

- [1] Forghieri F. Modeling of wavelength multiplexed lightwave systems. *OFC '97 Technical Digest*. Dallas, Texas, USA: Optical Society of America, 1997, 16~ 21
- [2] Tkach R W, Chraplyvy A R, Forghieri F *et al.*. Four-photon mixing and high-speed WDM system. *J. Lightwave Technology*, 1995, **13**(5): 841~ 849
- [3] Agrwal G P. *Nonlinear fiber optics* (2nd Ed.). New York: Academic Press, 1995. 45~ 46
- [4] 宋 开. 高速波分复用光纤通信系统的计算机仿真(博士后论文). 北京: 清华大学, 1997.
- [5] Marcuse D, Chraplyvy A R, Tkach R W. Effect of fiber nonlinearity on long-distance transmission. *J. Lightwave Technology*, 1991, **9**(1): 121~ 128
- [6] 俞 谦. 10 Gb/s 常规单模光纤传输系统中色散补偿方案的优化设计(硕士论文). 北京: 清华大学, 1996.

Simple FWM Evaluation and Novel Nonlinear Effect Simulation Method for WDM Optical Fiber Transmission Systems

Zhou Lisong Fan Chongcheng

(Center for Optical Fiber Communication,

Department of Electronic Engineering Tsinghua University, Beijing 100084)

(Received 6 April 1998)

Abstract In wavelength-division multiplexing (WDM) optical fiber communication systems, the signal quality after transmission can be severely impaired by self-phase modulation (SPM), cross-phase modulation (XPM) and four wave mixing (FWM) effects. A simple formula to estimate FWM effect is derived. Furthermore, during the nonlinearity simulation in WDM systems by single-channel method, a step-size formula is proposed to optimize between computing accuracy and speed. An alternative simulation method for GVD, SPM, XPM and FWM based on multiple-channel coupled-wave equations is also developed, resulting in significant decrease in computation workload.

Key words wavelength division multiplexing, fiber nonlinearity, system simulation.