

文章编号: 0253-2239(2003)01-31-06

色散控制光孤子系统性能分析*

徐 铭^{1,2} 杨祥林¹ 蔡 炬¹ 胡 渝²

1 南京邮电学院光纤所, 南京 210003

2 电子科技大学应用所, 成都 610054

摘要: 研究色散控制光孤子系统放大器的自发辐射噪声与交叉相位调制对孤子传输特性的影响, 采用变分法分析了色散控制孤子的均方频移、定时抖动和误码特性, 从降低自发辐射噪声和交叉相位调制扰动引起的均方频移出发, 确定了补偿段的特性参量, 给出了三种传输控制方案, 分析了各方案中色散控制孤子的传输特性, 其结果对色散控制孤子系统的设计具有参考价值。

关键词: 光纤通信技术; 色散控制孤子; 波分复用; 放大自发辐射噪声; 交叉相位调制

中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

1 引 言

大多数已铺设的光纤是高色散的普通单模光纤, 在 40 Gb/s 传输速率上如果不采用色散补偿技术会使传输距离限制在几公里之内, 即使采用孤子传输也只几十公里^[1]。色散控制孤子(DMS)方案是在系统中运用色散补偿技术来控制和改善孤子传输性能的新的传输方案, 近年来被认为是解决高速、长距离传输的优选方案^[2], 因此, 研究如何在普通光纤(G. 652)线路包括已铺设的线路上采用色散补偿技术, 传输高速光孤子脉冲实现系统升级将具有重要实际意义。然而, 在这种系统中如何设计补偿方案以获得良好的传输特性就成了系统设计中的一个重要问题。此外, 与普通孤子传输相比, 色散控制孤子有利于降低 G-H 抖动和相邻孤子相互作用(包括同波长信道和波分复用相邻信道)^[3,4], 但是哪一种补偿方案效果更好, 也是一个重要问题。通过对不同扰动因素对色散控制孤子传输特性的影响分析, 首先确定色散补偿强度和补偿段参量, 然后对三种补偿方案系统中 20 Gb/s 和 40 Gb/s 色散控制孤子传输的定时抖动和误码特性进行分析, 其结果可供色散控制孤子系统方案设计参考。

2 色散补偿方案设计考虑

不同的系统有不同的补偿方案, 普通线性不归零色散管理系统一般采用前补偿与后补偿。系统的平

均色散值 D 可分别设计为小于(正常色散区)、大于(反常色散区)、等于零, 分别称为过补偿、欠补偿和完全补偿。在单信道速率较低情况下(低于 10 G/s), 完全补偿能控制色散引起的脉冲展宽和畸变, 延长系统传输距离。在波分复用系统中, 完全补偿会产生四波混频效应, 而欠补偿则会提高系统的性能。普通孤子需要维持非线性与色散之间的平衡, 系统均运行在反常色散区, 也可采用终端色散补偿。但色散控制孤子系统则完全不同, 它既可以运行在反常色散区, 也可运行在正常色散区^[5], 甚至在零色散区^[6], 这就容许系统的平均色散值 D 在较大范围内变化, 非常适于已建系统的速率升级。色散控制孤子系统中色散值都是周期性变化的, 而在每个补偿周期内色散可以采用分级递减补偿方案, 也可采用正负色散交替进行的补偿方案。为了构建系统方便, 本文采用周期正负色散交替的补偿方案, 此系统的特征可用平均色散参量 D 、色散管理强度 S 和色散分布深度 δ 来表征

$$\left. \begin{aligned} D &= \frac{D_{SMF}l_1 + D_{DCF}l_2}{z_d}, \\ S &= \left| \frac{\chi^2 (D_{SMF} - D)l_1 - (D_{DCF} - D)l_2}{2\pi c t_{FWHM}^2} \right|, \\ \delta &= \frac{D_{SMF} - D_{DCF}}{D}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中 l_1 和 l_2 分别为在一个色散补偿周期内传输光纤(SMF)与补偿光纤(DCF)的长度, 而 $l_1 + l_2 = z_d$ 为一个色散补偿周期, t_{FWHM} 为脉冲的半峰全宽。为降低色散控制孤子的定时抖动, D 取值应低; 为提高孤子脉冲能量和信噪比, 色散管理强度 S 应取的较大, 但过大的 S 会引起色散波的产生, 导致系统不稳定。在色散控制系统中, 能量 E_0 与 S 有如下关

* 国家自然科学基金(60072046)资助课题。

E-mail: xlyoung@yahoo.com

收稿日期: 2002-01-18; 收到修改稿日期: 2002-03-21

系^[7]:

$$E_0 = \{4.5B / (\gamma t_{FWHM})\} (1 + \alpha S), \quad (2)$$

式中 γ 为非线性系数, α 一般等于 0.7。

补偿方案设计中的另一个问题是色散补偿光纤与能量补偿掺铒光纤放大器的相对位置。为研究这个问题,我们提出了两种方案,一种为固定掺铒光纤放大器位置,改变色散补偿光纤的位置,另一种是固定色散补偿光纤的位置,改变掺铒光纤放大器的位置。图 1 采用的是前一种方案,其中方案 A 是不对称后补偿方案,方案 B 是中点对称补偿方案,方案 C 是前后对称补偿方案。补偿周期均为一个放大间距 $z_d = z_a$ (已对色散长度进行归一化),并假定 L_1, L_2, B, t_{FWHM} 和 S 均相同,何优何劣现分析如下。

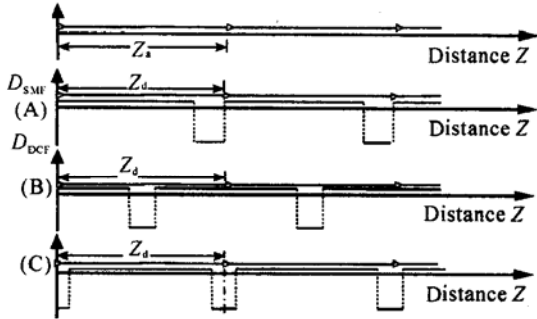


Fig. 1 The three schemes of DMS system

3 色散控制光子传输特性的分析方法

采用集总放大的色散控制光子传输演化方程可以表示为

$$i \frac{\partial U(Z, T)}{\partial Z} + \frac{1}{2} D(Z) \frac{\partial U(Z, T)^2}{\partial T^2} + Q(Z) |U(Z, T)|^2 U(Z, T) = R, \quad (3)$$

其中 Z 为归一化距离, T 为归一化时间, $Q(Z)$ 、 $D(Z) = D(z)/B$ 分别表示归一化非线性系数和色散参量,不同的方案 $D(Z)$ 的值变化不一样,方案 A、B、C 在一个周期内的色散分布 $D(Z)$ 分别表示为

方案 A:

$$D(Z) = D_{SMF}, \quad Z \leq L_1,$$

$$D(Z) = D_{DCF}, \quad L_1 < Z \leq Z_d.$$

方案 B:

$$D(Z) = D_{SMF}, \quad Z \leq L_1/2,$$

$$D(Z) = D_{DCF}, \quad L_1/2 < Z \leq L_2 + L_1/2,$$

$$D(Z) = D_{SMF}, \quad L_2 + L_1/2 < Z \leq Z_d.$$

方案 C:

$$D(Z) = D_{DCF}, \quad Z \leq L_2/2,$$

$$D(Z) = D_{SMF}, \quad L_2/2 < Z \leq L_1 + L_2/2,$$

$$D(Z) = D_{DCF}, \quad L_1 + L_2/2 < Z \leq Z_d,$$

式中 L_1, L_2 分别为 l_1 与 l_2 的归一化值, R 为扰动项,代表放大器自发辐射噪声项和相邻光子相互作用等项。设系统设计时已使 $B \geq 0.1 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$,并忽略偏振模色散对系统性能的影响^[8]。设方程的试探解为

$$\left. \begin{aligned} U(Z, T) &= A(Z) f(\tau) \exp(i\phi), \\ \tau &= B(Z) [T - T_0(Z)], \\ \phi &= \frac{C(Z)}{2} [T - T_0(Z)]^2 - \\ &\quad k(Z) [T - T_0(Z)] + \theta, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中参量 A, B, C, k, T_0, θ 分别表示脉冲的幅度、脉宽、啁啾、频率、中心位置和相位。拉格朗日变分法解析的结果为^[4]

$$A = -\frac{A dC}{2} - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Im}(\text{Re}^{i\phi}) \left[\frac{f\tau^2}{I_y} - \frac{3f}{I_l} \right] d\tau,$$

$$B = -\frac{B dC}{A} - \frac{B}{A} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Im}(\text{Re}^{i\phi}) \left[\frac{f\tau^2}{I_y} - \frac{f}{I_l} \right] d\tau,$$

$$C = d \left[\frac{B^4 I_x}{2I_y} - C^2 \right] - \frac{B^2 A^2 Q I_N}{2I_y} +$$

$$\frac{B^2}{A I_y} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Te}(\text{Re}^{i\phi}) (2f\tau + f) d\tau,$$

$$k = -\frac{2B}{A I_l} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}(\text{Re}^{-i\phi}) f \tau d\tau -$$

$$\frac{2C}{B A I_l} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Im}(\text{Re}^{-i\phi}) f \tau d\tau,$$

$$T_0 = -dk + \frac{2}{A B I_l} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Im}(\text{Re}^{-i\phi}) f \tau d\tau,$$

(5)

其中

$$I_x = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 \tau d\tau, \quad I_y = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 \tau^2 d\tau,$$

$$I_N = \int_{-\infty}^{\infty} f^4 d\tau, \quad I_l = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 d\tau,$$

式中的“ \cdot ”都表示对 Z 微商。设系统设计控制在强色散条件下,即 $|\Delta D(Z) Z_d| \gg 1$,则方程有 Gaussian 函数解^[4]

$$f(\tau) = \exp(-\tau^2), \quad (6)$$

当只考虑放大器自发辐射噪声影响时,

$$R = \delta U, \quad (7)$$

假定放大器自发辐射噪声谱统计特性满足

$$\left. \begin{aligned} \langle \eta(\omega') \eta(\omega'') \rangle &= 0, \\ \langle \eta(\omega') \eta^*(\omega'') \rangle &\approx S_\eta \delta(\omega' - \omega''), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中 $S_\eta = N_{sp}(G-1)/(2\pi N_0)$ 为噪声功率谱,

$$N_0 = \frac{2\pi P t_0}{h \omega_0} = \frac{1.763 \langle d \rangle \lambda^4 A_{eff}}{2\pi^2 c^2 h n_2 t_0}$$

为单位能量中的光子数, h 为普朗克常量, N_{sp} 和 G 分别为自发辐射因子和放大器增益. $\delta U(Z, T) = \delta(Z - mZ_a) \Delta q(T)$, $\Delta q(T)$ 表示第 m 个放大器产生的噪声场, $\eta(\omega)$ 为其傅里叶变换. 将(6)式、(7)式、(8)式代入(5)式可求得第 m 个放大器处放大器自发辐射噪声项导致的孤子均方频移与积累定时抖动

$$\langle \Delta k_{ASE}^2 \rangle = \frac{\sqrt{2\pi} N_{sp}(G-1)}{2\pi N_0} \left[\frac{C_m^2 + 4B_m^4}{A_m^2 B_m^2} \right], \quad (9)$$

$$\langle (T_m)^2 \rangle_{ASE} = \sum_{m=1}^N \langle \Delta k_{ASE}^2 \rangle \left[\int_{mZ_d}^{NZ_d} D(Z) dZ \right]^2, \quad (10)$$

式中 N 为在线放大器的总数, A_m 、 B_m 、 C_m 分别为第 m 个放大器处的孤子参量.(9)式、(10)式中有关孤子参量 A 、 B 、 C 由微分方程组(5)确定, 从而可求得孤子脉冲的定时抖动. 从(9)式、(10)式可以看出, 放大器自发辐射噪声引起的孤子的均方频移与脉冲的能量 $E_0 = A^2$ 成反比, 因此较大的色散管理强度 S 能有效抑制这种扰动引起的定时抖动. 同时孤子受放大器自发辐射影响产生的定时抖动还与放大器所处的位置和该位置色散值的积累有关(从放大器至接收机的色散路径积分值).

在波分复用系统中, R 还应包含四波混频、受激拉曼散射和交叉相位调制项, 但色散管理孤子系统中, 四波混频、受激拉曼散射与交叉相位调制影响相比可忽略, 当脉宽选取为脉宽与码速的乘积小于或等于 $2/5$, 本信道的孤子相互作用也可忽略^[1, 9, 10]. 因此波分复用系统中的扰动项 R 可写成

$$R = -2Q |U_{3-i}|^2 U_i, \quad i = 1, 2 \quad (11)$$

代表 i 信道孤子与 $3-i$ 信道孤子之间的交叉相位调制, 设各个信道的初始脉冲除中心频率和中心位置外其他参量可认为相同. 则将(11)式代入(5)式可求得波分复用系统中交叉相位调制项导致色散控制孤子的均方相对频移和定时抖动为

$$\left. \begin{aligned} \langle \Delta k_{XPM}^2 \rangle &= 8Q^2 B^4 A^4 \Delta T^2 \exp(-2B^2 \Delta T^2), \\ \langle (T_m)^2 \rangle_{ASE} &= \sum_{m=1}^N \langle \Delta k_{XPM}^2 \rangle \left[\int_{mZ_d}^{NZ_d} D(Z) dZ \right]^2, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式中

$$\Delta T = T_{01} - T_{02} = - \int (\Delta k_{XPM} + \Delta B_0) D(Z) dZ$$

表示两相邻信道中脉冲中心位置间隔, ΔB_0 为信道初始间隔. 从式中可以看出, 波分复用系统中, 色散控制孤子的频率移动和脉冲相对定时抖动与归一化非线性系数 Q 、初始信道间隔 ΔB_0 和孤子能量 $E_0 = A^2$ 或色散管理强度有关. 如果脉冲的定时抖动服从高斯统计分布, 当抖动幅度超出了接收机的探测窗口 $2t_w$, 系统就产生误码, 误码率的大小可表示为

$$\text{BER} = \text{erfc} \left[\frac{t_w}{\sqrt{2} \sqrt{\langle (T_m)^2 \rangle}} \right], \quad (13)$$

接受的窗口 $2t_w$ 通常选为比特窗口的 $2/3$, 则 20 Gb/s 和 40 Gb/s 传输速率的系统接受窗口分别为 33.3 ps 与 16.7 ps.

4 补偿段参量确定与色散控制孤子传输特性分析

本节利用上节结果进行分析, 首先从降低放大器自发辐射噪声和交叉相位调制产生的均方频移考虑确定色散补偿强度 S 和补偿光纤的长度 L_{DCF} , 然后对图 1 三种补偿方案的孤子系统传输特性进行分析, 系统参量选择如下: 普通单模光纤色散值 $D_{SMF} = 17 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$, 损耗 $\alpha = 0.22 \text{ dB}/\text{km}$, 纤芯有效面积 $70 \mu\text{m}^2$, 光纤的非线性系数 γ 为 $3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$, 为简化计算, 设色散补偿光纤的损耗、纤芯有效面积、非线性系数都和普通单模光纤相同, 放大间距 $z_d = z_a = 40 \text{ km}$, $G = \exp(2\alpha z)$, $N_{sp} = 1$, 平均色散 $D = 0.1 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$, 初始脉宽选为 10 ps, 则色散长度为 781.25 km.

由(9)式和(2)式, 可求得放大器自发辐射噪声扰动引起的均方频移 $\langle \Delta k^2 \rangle$ 随色散管理强度的变化, 如图 2 所示, 增加色散管理强度 S 能有效地抑制放大器自发辐射噪声引起的孤子频移, 在 $S < 4$ 时曲线的斜率很大, 增大 S 能大大地抑制色散控制孤子的均方频移, 在 $S > 6$ 时曲线趋缓, 继续增大 S 能抑制这种频移, 但效果不大. 因此将系统色散管理强度设计在 $S < 6$ 时就能大大降低放大器自发辐射噪声引起的定时抖动的影响. 同样由(12)式和(2)式可求得交叉相位调制扰动引起的孤子均方频移随色散管理强度的变化, 如图 3 所示, 可见当 $S < 4$ 时色散管理强度的变化基本上不影响交叉相位调制扰动引起的频移, 但是, 当色散管理强度 $S > 4$ 后, 色散控制孤子的均方频移几乎会随 S 成线性增

长,这是因为色散管理强度越大,预加重的脉冲能量就越大,从而引起的交叉相位调制效应就越大,导致色散控制孤子有很大的相对频率移动。当然如果加大信道间隔,会容许系统有更大的 S 值。在实际波分复用系统当中,由于两种扰动都同时存在,为有效抑制放大器自发辐射噪声扰动和交叉相位调制扰动引起的色散控制孤子定时抖动,兼顾二种影响,我们选取 $S = 4$ 。再根据色散补偿周期和平均色散参量,则可确定补偿段光纤长度为 $L_1 = 0.037$ ($l_1 = 29$ km), $L_2 = 0.014$ ($l_2 = 11$ km)。

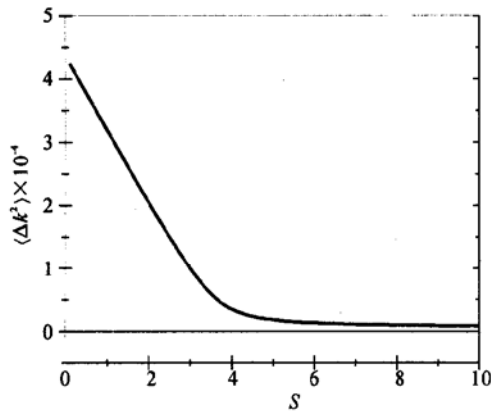


Fig. 2 Mean square frequency shift of DMS induced by ASE noise versus the dispersion map strength S

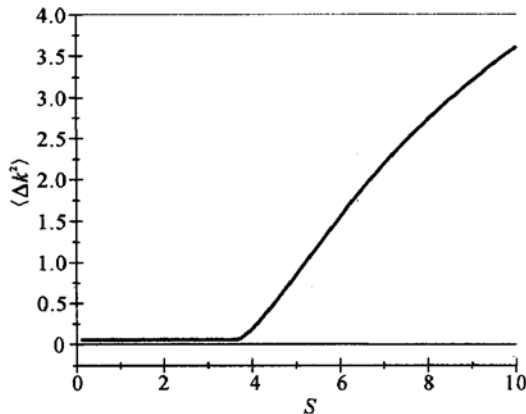


Fig. 3 Mean square frequency shift of DMS induced by XPM versus the dispersion map strength S (channel spacing: 1 nm)

下面分别就放大器自发辐射噪声和交叉相位调制扰动环境下,对图 1 所示三种补偿系统的色散控制孤子传输性能进行评价,结果如图 4、图 5 所示。

图 4 给出比特率分别为 20 Gb/s 和 40 Gb/s 的色散控制孤子传输时由放大器自发辐射噪声扰动引起的定时抖动方差和相应的误码特性的变化。可见在 10000 km 处, A、B 与 C 三种系统补偿方案中由放大器自发辐射扰动引起的定时抖动方差分别约为 60 ps^2 、 43 ps^2 和 31 ps^2 。对 20 Gb/s 的色散控制孤子

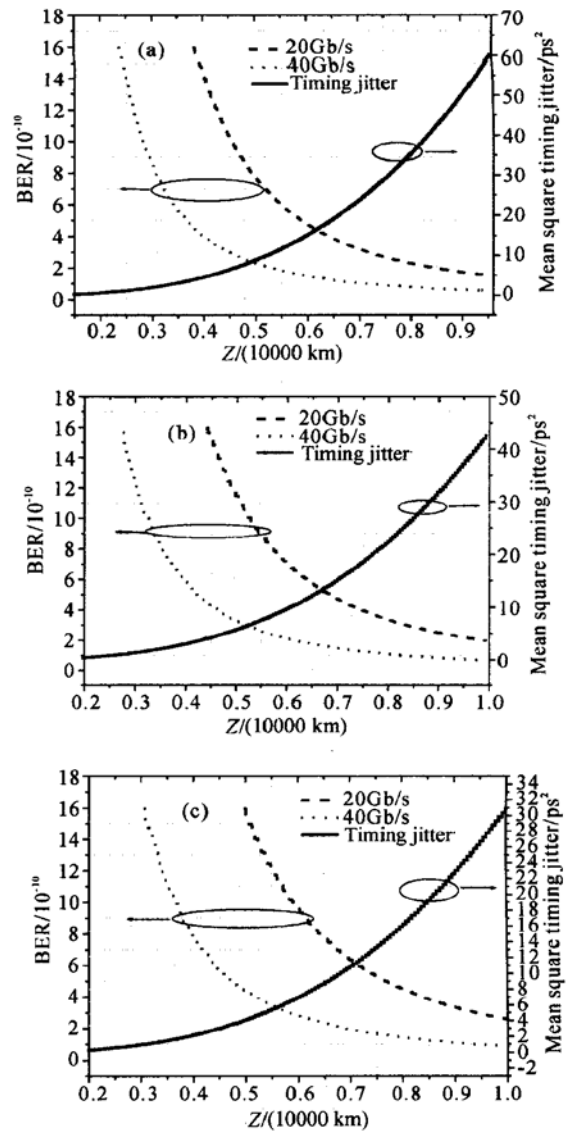


Fig. 4 The relationships between the mean square timing jitter and BER of DMS induced by ASE noise with normalized transmission distance

孤子无误码(设 $\text{BER} < 10^{-9}$) 传输距离分别约为 4800 km、5500 km 和 6200 km,对 40 Gb/s 的色散控制孤子,传输距离分别约为 3000 km、3400 km 和 3800 km,系统 C 传输距离最长。图 5 和图 6 给出波分复用系统中单信道比特速率分别为 20 Gb/s 和 40 Gb/s、通道间隔分别为 1 nm 和 1.5 nm 的色散控制孤子传输时由交叉相位调制扰动引起的定时抖动方差和相应的误码特性的变化,图 5 和图 6 都显示,三种色散补偿方案对抑制交叉相位调制扰动引起的孤子定时抖动与抑制放大器自发辐射扰动的效果相反,即不对称的后补偿方案 A 最优,而前后对称补偿方案 C 最差,因此对于波分复用系统特别是密集波分复用系统,抑制系统中的交叉相位调制扰动采用

不对称性补偿周期的方案 A 效果最好。

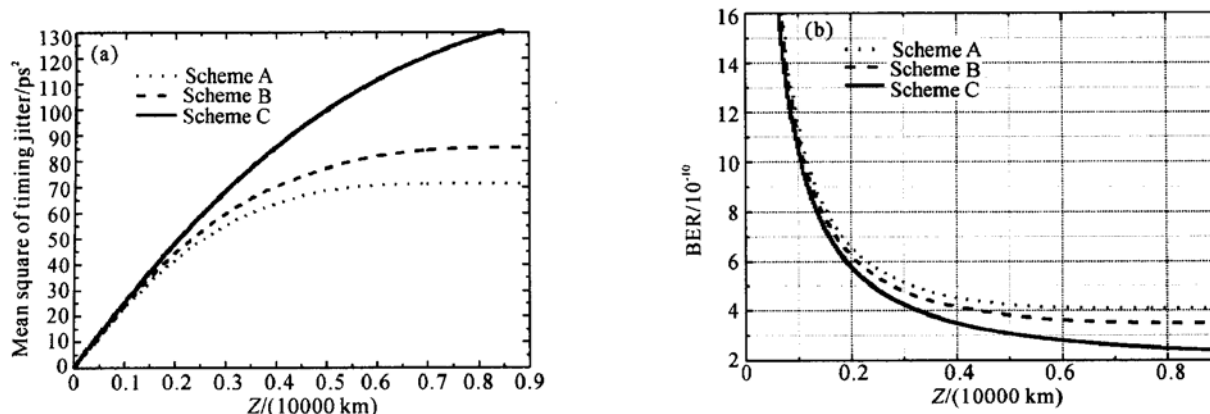


Fig. 5 The relationships between the mean square timing jitter and BER of DMS induced by XPM with normalized transmission distance in WDM system, single channel rats 20 Gb/s and channel spacing 1 nm

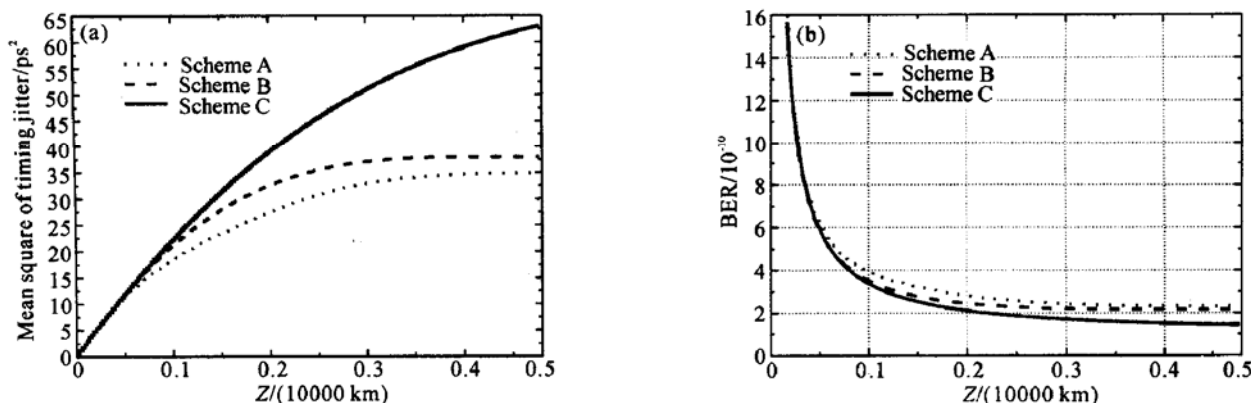


Fig. 6 The relationships between the mean square timing jitter and BER of DMS induced by XPM with normalized transmission distance in WDM system, single channel rats 40 Gb/s and channel spacing 1.5 nm

结论 本文采用变分法分析了在放大器自发辐射噪声和交叉相位调制扰动环境下 40 Gb/s 的色散控制孤子的传输特性, 发现为抑制两种扰动, 色散管理强度应设置在 $4 < S < 6$ 区域。不同的色散补偿方案色散控制孤子传输特性不一样, 在以放大器自发辐射噪声扰动为主的单信道系统中, 周期性对称补偿方案对改善色散控制孤子的传输特性较非对称后补偿的周期补偿方案好, 而两种对称性补偿方案则相差不多, 但以前后对称补偿方案最好。在以交叉相位调制扰动为主的波分复用系统中情况则完全不同, 在波分复用系统中以不对称的后补偿方案最优, 前后对称补偿方案最差。

参 考 文 献

- 1 Agrawal G P. *Nonlinear Fiber Optics*. (2nd Edition) San Diego: Academic Press, 1995. 178~ 182
- 2 Hasegawa A. Soliton-based optical communications: An overview. *J. Selected Topics in Quantum Electron.*, 2000, **6**(6): 1161~ 1171
- 3 Govan D S, Forsyia W, Doran N J. Long-distance 40 G/s

- soliton transmission over standard fiber by use of dispersion management. *Opt. Lett.*, 1998, **23**(19): 1523~ 1525
- 4 Sugahara H, Kato H, Inoue T *et al.*. Optimal dispersion management for a wavelength division multiplexed optical soliton transmission system. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(9): 1547~ 1558
- 5 Chen Y, Haus A. Dispersion-managed solitons in the net positive dispersion regime. *J. Opt. Soc. Am. (B)*, 1999, **16**(1): 24~ 30
- 6 Turitsyn S K, Shapiro E G. Dispersion-managed solitons in optical amplifier transmission systems with zero average dispersion. *Opt. Lett.*, 1998, **23**(9): 682~ 684
- 7 Nijhof J H, Doran N J, Forsyia W. Energy enhancement of dispersion managed solitons for strong dispersion maps. *OFC '98*, 1998, TH4: 268
- 8 Mollenauer L F, Gordon J P. Birefringence-mediated timing jitter in soliton transmission. *Opt. Lett.*, 1994, **19**(6): 375 ~ 377
- 9 Lakoba T I, Kaup D J. Influence of Raman effect on dispersion managed solitons and their interchannel collisions. *Opt. Lett.*, 1999, **24**(3): 808~ 810
- 10 Tkach R W, Chraplyvy A R, Forghieri F *et al.*. Four-photon mixing and high-speed WDM systems. *J. Lightwave Technol.*, 1995, **13**(5): 841~ 851

Analysis of Performance in Dispersion Managed Soliton System Schemes

Xu Ming^{1,2} Yang Xiangling¹ Cai Ju¹ Hu Yu²

1 Institute of Optical Fiber Communication, Nanjing University of Posts and Telecommunications,
Nanjing 210003

2 Institute of Physical Applying, University of Electronic Science and Technology of China,
Chengdu 610054

(Received 18 January 2002; revised 21 March 2002)

Abstract: The effects of the amplifier spontaneous-emission noise and the cross-phase modulation in WDM on dispersion managed soliton (DMS) are theoretically analyzed. Based on the variational method, the mean square frequency shift, timing jitter and bit error ratio of dispersion managed soliton are obtained. For reducing mean square frequency shift of these perturbations, we also fix on the characteristic parameters of compensated fiber and compare three proposed schemes on the performance of DMS, these results can be used to optimal allocated dispersion managed soliton system.

Key words: optical fiber communication technology; dispersion managed soliton; wavelength-division multiplexing; amplifier spontaneous-emission noise; cross-phase modulation

全国第 11 次光纤通信暨第 12 届集成光学学术会议征文通知

本次会议由中国通信学会光通信委员会、中国电子学会通信学分会、中国光学学会纤维光学与集成光学专业委员会联合主办,南京邮电学院、南京富士通通信设备有限公司等单位承办。

本次会议将于 2003 年秋季在南京举行,欢迎全国各高等院校、科研部门的科技人员投稿,展示最新研究成果;欢迎规划、设计、建设、运行维护部门的工程技术人员投稿,交流实际工作中的宝贵经验和心得;欢迎有关企业、部门到会介绍产品。

一 会议征文范围

1. 网络与系统技术;
2. 光纤与光缆;
3. 光有源器件与光电集成;
4. 光无源器件与集成光路;
5. 光纤传感。

二 会议征文只接受电子文档,征文具体范围、要求,请看南京邮电学院校园网:<http://www.njupt.edu.cn/> 征文通知。

三 征文截稿日期:2003 年 5 月 31 日。

四 通信地址:江苏南京新模范马路 66 号 邮编:210003

联系人:南京邮电学院光信息技术系 张小英 电话(传真):(025)3492308

南京邮电学院科技处 黄金仙 电话:(025)3492248

全国第 11 次光纤通信暨第 12 届集成光学学术会议筹备组

2002 年 9 月 5 日