

# 准线性光纤传输系统中几种色散补偿方案的性能比较

曹文华

深圳大学电子科学与技术学院, 广东 深圳 518060

**摘要** 已有研究表明,对于高速率长距离准线性色散补偿光纤传输系统,信道内非线性效应是限制系统传输性能的最主要因素。在考虑四波混频等信道内非线性效应的情况下,通过求解耦合非线性薛定谔方程组,详细比较了单信道归零码准线性色散补偿光纤传输过程中前置补偿、后置补偿以及对称补偿 3 种色散补偿方案的传输特性。研究表明,信道内四波混频(IFWM)是导致 3 种方案性能差别的主要因素;对于确定的掺铒光纤放大器间距,最佳色散补偿方案与传输速率有关。速率越高,前置补偿性能越好;相反,后置补偿最适合低速率传输。

**关键词** 光纤光学; 色散补偿; 准线性传输; 信道内四波混频

**中图分类号** TN913.7

**文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201838.0406002

## Performance Comparison of Different Chromatic Dispersion Compensation Schemes in Quasi-Linear Fiber-Optic Transmission System

Cao Wenhua

College of Electronic Science and Technology, Shenzhen University, Shenzhen, Guangdong 518060, China

**Abstract** Previous studies show that intrachannel nonlinear effects are the dominate factor which limits the performance of high-speed long-haul quasi-linear dispersion compensated fiber-optic transmission systems. In this paper, we compare the performance of different chromatic dispersion compensation schemes like pre-, post-, and symmetrical-dispersion compensations in detail by numerically solving the coupled nonlinear Schrödinger equations in the presence of intrachannel four-wave mixing (IFWM) in quasi-linear transmission systems. It is found that IFWM is the dominant limiting factor for a typical dispersion compensated quasi-linear transmission system. For a fixed Er-doped optical fiber amplifier spacing, optimal compensation scheme depends on transmission bit rate. As bit rate increases, the performance of pre-compensation becomes better and better. On the contrary, post-compensation exhibits its advantage more and more as bit rate decreases.

**Key words** fiber optics; dispersion compensation; quasi-linear transmission; intrachannel four-wave mixing

**OCIS codes** 060.2330; 060.4370; 190.4380

## 1 引 言

在高速率、长距离、准线性光纤传输系统中,当单信道传输速率超过 40 Gb/s 以后,信道内的四波混频(IFWM)及信道内互相相位调制(IXPM)等非线性效应是导致系统误码的主要因素<sup>[1-2]</sup>。对于归零(RZ)格式开关键控(OOK)传输系统—尽管采用色散管理和归零码传输可以一定程度上抑制 IXPM,但 IFWM 仍然会导致“1”码的振幅抖动以及在“0”码位置上产生虚假脉冲(鬼脉冲)<sup>[3-5]</sup>。已有研究表

明,由于群速度色散(GVD)及信道内非线性效应的相互作用,系统的传输性能与色散补偿光纤(DCF)在传输链路中所处的位置有关<sup>[6]</sup>,通过合理布置 DCF,可部分减小信道内非线性效应的影响<sup>[7]</sup>。

常用的色散补偿方案有 3 种:前置补偿、后置补偿以及对称补偿。已有不少研究对 3 种方案的传输性能进行了比较<sup>[8-14]</sup>,但大部分<sup>[8-11]</sup>都没有考虑和分析 IFWM 效应的影响,原因是所涉及单信道传输速率仅仅为 10 Gb/s,相对于自相位调制(SPM)和互相相位调制(XPM),IFWM 的影响可以忽略不计。

**收稿日期:** 2017-08-08; **收到修改稿日期:** 2017-10-19

**基金项目:** 深圳市科技计划项目(JCY20160603172549843)

**作者简介:** 曹文华(1963—),男,博士,教授,主要从事非线性光纤光学、高速光纤通信系统方面的研究。

E-mail: wcao@szu.edu.cn

然而,随着单信道速率的提高,IFWM 的影响越来越大,因为速率越高,RZ 脉冲越窄,色散导致脉冲展宽也越快,同一信道内大范围的脉冲重叠使得 IFWM 更显著。Randhawa 等<sup>[12]</sup>针对 10 Gb/s 及 40 Gb/s 的单信道传输,对上述 3 种色散补偿方案性能进行了比较,发现在两种传输速率下,都是对称补偿,即最佳补偿方案与传输速率无关。Kaur 等<sup>[13]</sup>在固定速率 40 Gb/s 情况下,针对不同的传输光纤,计算比较了 3 种补偿方案的性能,发现最佳补偿方案与传输光纤有关,即前置补偿最适合于 ITU 655 光纤,而后置补偿和对称补偿适合于阿尔卡特光纤。值得注意的是,文献[12-13]均没有讨论 IFWM 效应。

最近,蔡炬等<sup>[14]</sup>针对 10~160 Gb/s 的传输,在考虑到 IFWM 情况,计算研究了色散管理方案的优化问题,首次发现最优补偿方案与传输速率有关。不同的传输速率对应不同的前、后置补偿光纤的色散比值,速率越高,后置相对于前置的色散补偿比值越大。

本文通过求解耦合非线性薛定谔方程组,对 20~80 Gb/s 准线性传输,详细比较了前述 3 种色散补偿方案的传输性能,数值模型中包括了 IFWM、IXPM 以及 SPM 等非线性效应。研究表明:最佳补偿方案与单信道速率有关。前置补偿最适合于 80 Gb/s 及以上的速率传输,后置补偿更适合于 40 Gb/s 以下的传输速率。应该说明的是,本文的传输链路 with 文献[14]具有本质区别,文献[14]采用的是发送端集总补偿,本文采用周期性补偿,所得结论与文献[14]正好相反。

## 2 系统模型

传输链路模型如图 1 所示,其中图 1(a)、(b)、(c) 分别对应前置、后置以及对称补偿, TX 为发射端, RX 为接收端。信号光由发射机进入周期性的传输链路,3 种方案的传输周期相同,每个周期包含一段 72.77 km 的标准单模光纤(SSMF)、一个掺铒光纤放大器(EDFA)以及总长度为 7.277 km 的 DCF。对称补偿方案中,将 7.277 km 的 DCF 分成两段,

分别接至 SSMF 两端。假设 DCF 正好补偿 SSMF 的二阶色散,使得整个链路的平均色散为零。EDFA 正好补偿 SSMF 及 DCF 的能量损耗。

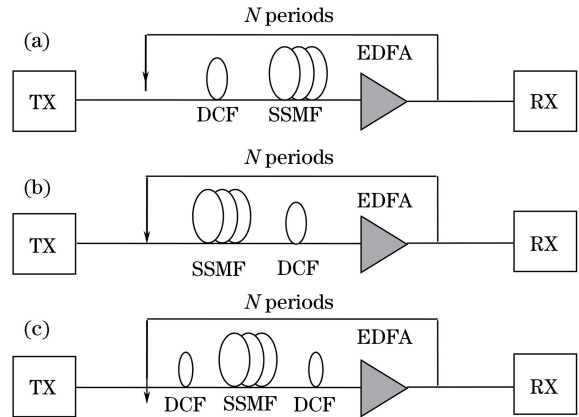


图 1 3 种色散补偿方案。(a)前置补偿;  
(b)后置补偿;(c)对称补偿

Fig. 1 Three dispersion compensation schemes.

(a) Pre-, (b) post-, and (c) symmetrical-compensations

## 3 基本方程

基于下述非线性薛定谔方程为:

$$i \frac{\partial u}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u = -\frac{i}{2} \Gamma u + \frac{i}{2} \mu u, \quad (1)$$

式中: $\xi$ 、 $\tau$  和  $u$  分别为归一化传输距离、归一化时间以及归一化脉冲振幅;损耗参数  $\Gamma$  和增益参数  $\mu$  所对应的两项分别为光纤损耗和 EDFA 增益;等式左边第 2 项为 GVD,其中“+”和“-”号的选取分别对应 SSMF 的反常色散和 DCF 的正常色散;等式左边第 3 项代表非线性效应。

通常情况下,模拟实际系统的信号传输需要伪随机码输入,但数值计算量非常大,而且在考虑 IFWM 情况下的编程极其繁琐,程序长度随输入码位数的增加而按指数规律增加。然而,有限比特输入也具有一定的参考价值<sup>[4,15-16]</sup>。本研究只集中于 3 种色散补偿方案的相对性能比较,因而采用有限比特输入对 3 种补偿方案的影响均等。假设 4 比特输入具有以下形式:

$$u(0, \tau) = u_1(0, \tau + 3q_0) + u_2(0, \tau + q_0) + u_3(0, \tau - q_0) + u_4(0, \tau - 3q_0) = A_1 \text{sech}(0, \tau + 3q_0) + A_2 \text{sech}(0, \tau + q_0) + A_3 \text{sech}(0, \tau - q_0) + A_4 \text{sech}(0, \tau - 3q_0), \quad (2)$$

式中: $2q_0$  为比特时间间距,每个比特均为相同宽度的双曲正割型脉冲; $A_j$  ( $j=1,2,3,4$ ) 为第  $j$  个比特的振幅,所有“1”比特振幅相等,“0”比特振幅取远小于“1”比特振幅的有限值(因为一般情况下消光比不为零)。将上述输入代入(1)式,可得下述 4 比特耦合方程组:

$$i \frac{\partial u_1}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_1}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_1 - \frac{i}{2} \mu u_1 = -(|u_1|^2 + 2|u_2|^2 + 2|u_3|^2 + 2|u_4|^2)u_1 - u_2^2 u_3^* - 2u_2 u_3 u_4^*, \quad (3)$$

$$i \frac{\partial u_2}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_2 - \frac{i}{2} \mu u_2 = -(|u_2|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_3|^2 + 2|u_4|^2)u_2 - u_3^2 u_4^* - 2u_1 u_3 u_2^* - 2u_1 u_4 u_3^*, \quad (4)$$

$$i \frac{\partial u_3}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_3}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_3 - \frac{i}{2} \mu u_3 = -(|u_3|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_2|^2 + 2|u_4|^2)u_3 - u_2^2 u_1^* - 2u_1 u_4 u_2^* - 2u_2 u_4 u_3^*, \quad (5)$$

$$i \frac{\partial u_4}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_4}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_4 - \frac{i}{2} \mu u_4 = -(|u_4|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_2|^2 + 2|u_3|^2)u_4 - u_3^2 u_2^* - 2u_2 u_3 u_1^*, \quad (6)$$

式中： $\xi = \frac{z}{L_D} = \frac{z|\beta_2|}{T_0^2}$ ； $\tau = \frac{t-z/v_g}{T_0}$ ； $\Gamma = \alpha L_D = \frac{\alpha T_0^2}{|\beta_2|}$ ； $\mu = (g_0 - \alpha)L_D$ ； $z$ 、 $t$  和  $v_g$  分别为实际传输距离、时间及群速度； $T_0$  为输入比特在  $1/e$  强度处的半宽度； $\beta_2$  为 GVD 系数； $\alpha$  为衰减系数； $g_0$  为 EDFA 的小信号增益系数； $L_D = T_0^2/|\beta_2|$  为色散长度。模型中没有考虑三阶色散、脉冲内拉曼散射以及脉冲自变陡等高阶效应，因为对于强色散管理准线性传输，脉冲的平均路径宽度很大，峰值功率很低，上述效应的影响可忽略不计。模型也没有考虑 EDFA 噪声，因为讨论的是 3 种方案的相对比较，噪声的影响近似均等。通过精确数值求解 (3)~(6) 式可描述输入信号在 SSMF、DCF 以及 EDFA 中的传输情况。不同之处是，对于 SSMF 及 DCF 传输，增益参数  $\mu$  为零；对于 EDFA 中的传输，损耗参数  $\Gamma$  为零，而且可忽略 EDFA 中所有的非线性效应。若以实际物理参数表示，则 (2) 式中第  $j$  个比特的初始振幅和峰值功率的关系为

$$A_j^2 = \frac{\gamma P_j T_0^2}{|\beta_2|}, \quad (7)$$

式中： $P_j$  为峰值功率； $\gamma$  为光纤的非线性系数。与此同时，双曲正割脉冲的能量可用其峰值功率及半宽度表示为

$$E_{\text{sech}} = 2P_j T_0. \quad (8)$$

## 4 计算结果及讨论

### 4.1 IFWM 对信号传输的影响

对于准线性传输<sup>[1]</sup>，要求所有传输段内的局部色散长度  $L_D$  远小于非线性长度  $L_{NL}$ ，其中：

$$L_D = T_0^2/|\beta_2|, \quad (9)$$

$$L_{NL} = 1/(\gamma P_j), \quad (10)$$

由 (7) 式可得准线性传输条件为

$$\frac{L_D}{L_{NL}} = \frac{\gamma P_j T_0^2}{|\beta_2|} = A_j^2 \ll 1, \quad (11)$$

即 (2) 式中的“1”比特振幅平方须远小于 1。已有研究表明<sup>[16]</sup>，对于色散管理准线性传输，IFWM 是影

响传输性能的主要非线性效应。而且，IFWM 对信号传输的影响程度与输入信号的比特图案（又称位模式）有关。对于 4 比特输入，共有  $2^4 = 16$  种位模式。研究表明<sup>[16]</sup>：IFWM 对连“1”位模式（如 1110、0110）的影响最大，而对于非连“1”位模式（如 1010、1001）的影响则很小。因此，在具体比较 3 种传输方案之前，有必要简单考察 IFWM 是如何影响信号传输的。本研究将主要集中于位模式 1110。所有计算均基于图 1 所示的固定传输链路，信号波长为  $1.55 \mu\text{m}$ ，SSMF 及 DCF 的 GVD 系数分别为  $(\beta_2)_{\text{SSMF}} = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$ ， $(\beta_2)_{\text{DCF}} = 200 \text{ ps}^2/\text{km}$ 。关于色散补偿元件，已有很多新型器件提出<sup>[17-18]</sup>，本研究采用普通的 DCF，设 DCF 和 SSMF 具有相同的衰减系数和非线性系数，分别为  $\alpha = 0.046 \text{ km}^{-1}$ ， $\gamma = 1.3 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ 。实际上，由于 DCF 长度远小于 SSMF，忽略二者  $\alpha$  和  $\gamma$  的差别对数值计算结果的影响极小。

首先考察在不考虑 IFWM（同时考虑 GVD、SPM、IXPM）情况下的传输情况，图 2 给出了 3 种方案的输出波形及频谱。其中绿色点线代表初始输入，蓝色实线、黑色点画线以及红色虚线分别表示前置、后置和对称补偿的输出结果。所有情况下的总传输距离均为 960 km，相当于图 1 所示的 12 个色散补偿周期。初始输入由 (2) 式给出，位模式为 1110，初始脉冲宽度  $T_{\text{FWHM}} = 3 \text{ ps}$  ( $T_0 = T_{\text{FWHM}}/1.763 \approx 1.7 \text{ ps}$ )，“1”比特的初始振幅  $A_j = 0.2$  ( $j = 1, 2, 3$ )。由 (7) 式可知，“1”比特初始峰值功率为 213 mW，满足准线性传输条件。“0”比特的初始宽度与“1”比特相同，但初始振幅  $A_4 = 0.02$ ，对应峰值功率 2.13 mW。相邻比特间距为  $2q_0 \times T_0 = 12.5 \text{ ps}$ ，对应传输速率 80 Gb/s。图中所有的波形和频谱已分别将输入波形和频谱的峰值强度归一化（下同）。

图 2 表明，在不考虑 IFWM 的情况下，GVD、SPM 及 IXPM 等联合作用对传输波形和频谱的影

响很小,三者补偿方案的传输结果基本无区别。然而,当加入 IFWM 之后,情况便大不一样,如图 3 所示。具体表现为:“1”码之间的能量分配以及峰值强度发生剧烈变化,同时在“0”码位置产生鬼脉冲。原因是,GVD 引起的大范围脉冲展宽导致同一位置上不同频率的四波混频,从而引起能量在不同比特间的转移。可见,IFWM 是影响准线性传输的主要因素。图 3 还表明,IFWM 对 3 种补偿方案的影响程度具有明显区别。相对而言,前置补偿效果较好,后置补偿效果最差。下节将针对不同的传输速率详细比较 3 种补偿方案的传输性能。

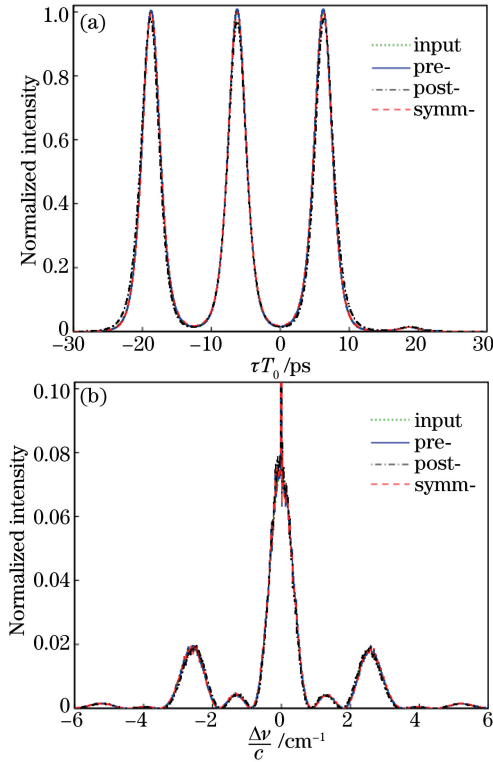


图 2 不考虑 IFWM 情况下 3 种补偿方案的 (a) 输出波形及 (b) 频谱

Fig. 2 Transmission results of the three compensation schemes without consideration of IFWM.

(a) Pulse shape and (b) spectrum

#### 4.2 3 种补偿方案的性能比较

主要针对 3 种不同的传输速率(分别为 80, 40, 20 Gb/s)对 3 种补偿方案进行比较,初始输入脉冲宽度分别为 3, 6, 12 ps, 3 种速率的占空比相同。所有情况下,传输线路均与图 2 和图 3 所设定的相同,即总长度为 960 km,对应图 1 所示的 12 个色散补偿周期。位模式也相同,均为 1110。为定量比较,集中计算两个参数,分别为输出端 3 个“1”码的峰值强度相对于输入峰值强度的平均偏差  $\Delta P_{aver}$  以及输

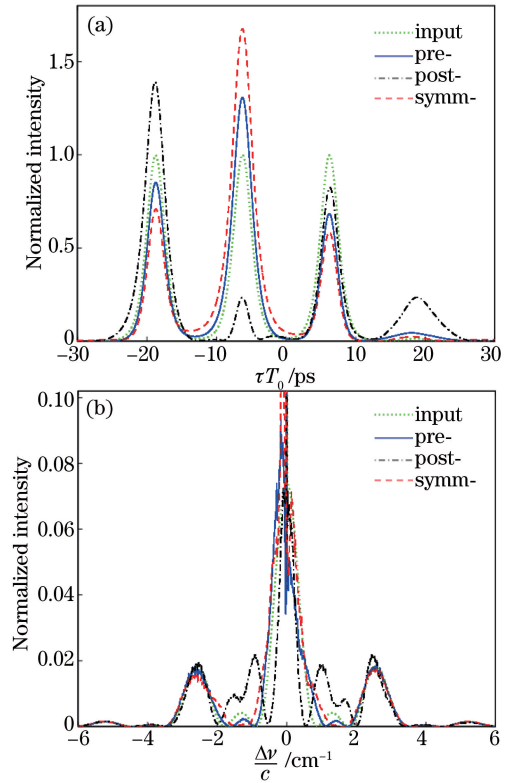


图 3 考虑 IFWM 情况下 3 种补偿方案的 (a) 输出波形及 (b) 频谱

Fig. 3 Transmission results of the three compensation schemes with consideration of IFWM.

(a) Pulse shape and (b) spectrum

出端鬼脉冲峰值强度与输入端“0”码的峰值强度之比(简称鬼脉冲相对峰值强度)。 $\Delta P_{aver}$  的具体定义如下:

$$\Delta P_{aver} = \frac{\sum_{j=1}^3 |P_{j(out)} - 1|}{3}, \quad (12)$$

式中  $P_{j(out)}$  代表输出端第  $j$  个“1”码的峰值强度(注:如前所述,计算过程中所有输入及输出脉冲的峰值强度均被归一化,输入端“1”码的归一化峰值强度为 1)。

图 4(a)和(b)分别给出 3 种方案的  $\Delta P_{aver}$  及鬼脉冲相对于峰值强度与传输距离的关系。所有情况下的初始输入与图 3 所设定的相同,即初始脉冲宽度  $T_{FWHM} = 3$  ps,峰值功率为 213 mW,相邻比特间距为 12.5 ps,对应传输速率为 80 Gb/s。图中 3 种方案的补偿周期均为 80 km,总传输距离均为 960 km(相当于 12 个补偿周期)。每条曲线上的小圆点代表每个补偿周期的始点或末点。所有曲线都是在 13 个计算数据点的基础上通过 Matlab 曲线拟合而成的,13 个数据点包括 1 个输入和 12 个输出,



12 个输出分别对应每一级 EDFA 输出,反映了每一级 EDFA 输出端  $\Delta P_{\text{aver}}$  及鬼脉冲相对于峰值强度的总体变化趋势。首先需要说明的是,对于每个补偿周期,由于 SSMF 长度远大于 DCF,因此 IFWM 主要是在 SSMF 中产生的;而且,IFWM 主要产生于 SSMF 的前半段,这是因为光纤损耗导致脉冲峰值功率在 SSMF 中指数衰减,故 IFWM 对 SSMF 后半段传输的影响自然减小。另外,在每个补偿周期的始点或末点(小圆点表示),脉冲宽度近似还原成初始输入时的宽度(脉冲既无展宽也无压缩,后面称其为无啁啾脉冲)。图 4(a)表明:由于 IFWM 的累积影响,3 种方案中  $\Delta P_{\text{aver}}$  均随传输距离的增加而增大,反映了所有“1”码峰值功率相对于初始输入时的偏离程度之和随传输距离的增大而增大。相对而言,前置补偿(蓝色实线)对应的  $\Delta P_{\text{aver}}$  最小,后置补偿(黑色点划线)的  $\Delta P_{\text{aver}}$  最大。图 4(b)也表明:后置补偿产生的鬼脉冲相对峰值强度最大,而前置补偿和对称补偿下的鬼脉冲生长速度很慢。总体而言,在 80 Gb/s 速率下,前置补偿效果最好,后置补偿最差。解释如下:对于前置补偿,DCF 放置在 SSMF 之前,脉冲在每个补偿周期中都是先经过 DCF 展宽再经过 SSMF 压缩。DCF 的展宽作用使得进入 SSMF 的脉冲峰值功率大大减小,也就是说大大减小了 SSMF 前半段传输的脉冲峰值功率,从而有效地减小了 SSMF 传输过程中的 IFWM 效应。相反,对于后置补偿,由于 DCF 置于 SSMF 之后,脉冲在每个补偿周期中都是先经过 SSMF 缓慢展宽再经过 DCF 得到压缩。因此,相对于前置补偿,在后置补偿方案中,SSMF 前半段中传输的脉冲峰值功率较前置补偿高,所产生的 IFWM 效应也明显增大。

应该说明的是,一方面,脉冲预展宽能有效降低 SSMF 前半段的脉冲峰值功率,有利于抑制 IFWM;但另一方面,预展宽又会加快不同时间点上“1”码脉冲之间的重叠,导致 IFWM 效应的增强。因此最后得到的应该是综合结果。然而,IFWM 主要由邻近“1”脉冲产生,相隔较远的“1”脉冲(或者中间有“0”码的“1”脉冲)即使重叠,所产生的 IFWM 也很小,对此,文献[15]已有详细论述。文献[15]的计算表明,对于 1110 或 0110 这类位模式,IFWM 对传输结果的影响很大,而 1001 及 1010 位模式受 IFWM 的影响极小。因此,从总体效果来说,在高速率窄脉冲传输情况下,脉冲预展宽有利于抑制 IFWM 效应。

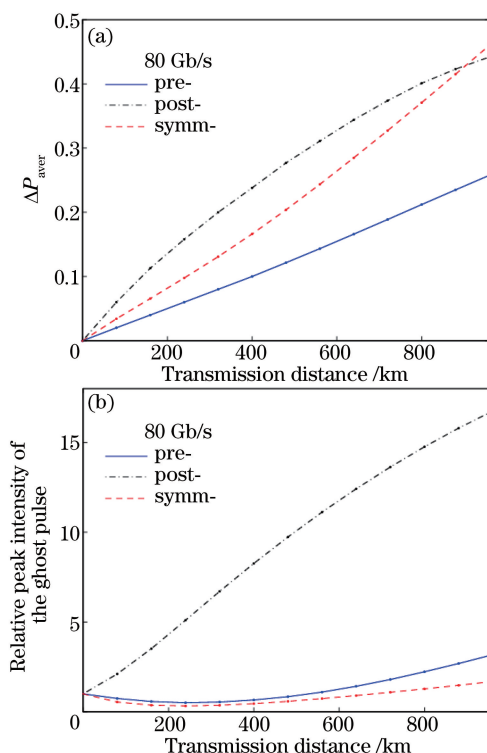


图 4 80 Gb/s 速率下 3 种补偿方案的性能比较。(a)  $\Delta P_{\text{aver}}$  及(b)鬼脉冲相对峰值强度与传输距离的关系  
Fig. 4 Performance comparison of pre-, post-, and symmetrical-compensations at 80 Gb/s. Variation of (a)  $\Delta P_{\text{aver}}$  and (b) the relative peak intensity of the ghost pulse with transmission distance

图 5 给出传输速率 40 Gb/s 条件下的 3 种补偿结果。这里所有“1”码的初始宽度均为 6 ps,相邻比特间距为 25 ps,因而占空比与前面相同。“1”码的初始输入峰值功率取值为前面的一半(106.5 mW),以使得该处“1”码的初始输入能量与前面相同[由(8)式可看出]。图 5(a)表明,相对于图 4 所示的 80 Gb/s 传输,前置补偿的  $\Delta P_{\text{aver}}$  值明显增大,后置补偿的  $\Delta P_{\text{aver}}$  值明显减小,与此同时,图 5(b)也表明鬼脉冲相对峰值强度发生了类似变化,可见 3 种方案的相对性能与传输速率有关。

为证明上述结论并解释其原因,在传输链路不变的情况下进一步将传输速率减小至 20 Gb/s,计算结果如图 6 所示。这里“1”码的初始输入宽度为 12 ps,相邻比特间距为 50 ps,“1”码的初始输入峰值功率为 53.25 mW,因而占空比及输入“1”码能量仍然与图 2~图 5 相同。图 6 表明,随着传输速率的进一步减小,前置补偿相对于后置补偿的性能进一步变差,与图 4 所示的 80 Gb/s 情况正好相反,这里后置补偿成为最佳方案,前置补偿效果最差。解释如下:相对于图 4 所示的传输情况而言,此处传输

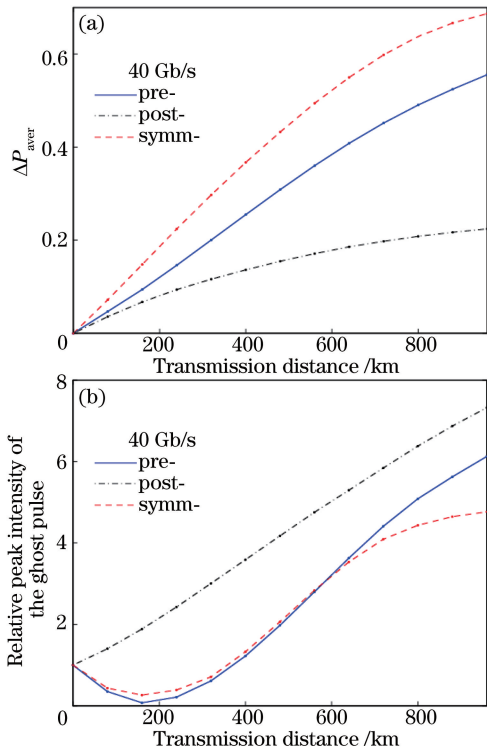


图 5 40 Gb/s 速率下 3 种补偿方案的性能比较。(a)  $\Delta P_{aver}$  及 (b) 鬼脉冲相对峰值强度与传输距离的关系

Fig. 5 Performance comparison of pre-, post-, and symmetrical-compensations at 40 Gb/s. Variation of (a)  $\Delta P_{aver}$  and (b) the relative peak intensity of the ghost pulse with transmission distance

速率明显减小,对应的初始输入脉宽明显增大。由(9)式和(10)式知,初始脉宽越大,其色散长度  $L_D$  也越大,脉冲在 SSMF 中的展宽速度越慢。于是在后置补偿情况下(初始脉冲首先经过 SSMF 缓慢展宽,再经 DCF 压缩还原宽度),由于脉冲在 SSMF 中的展宽速度很慢(相对于图 4 中的窄脉冲而言),脉冲在尚未足够展宽达到大范围重叠之前就已经在 SSMF 中传输了相当长的距离,光纤损耗使得其能量得到有效衰减,等到大范围重叠之后,脉冲峰值功率已经衰减得很低,IFWM 作用不明显。相反,如果在 SSMF 之前接入 DCF(前置补偿,即先经 DCF 展宽,再经 SSMF 压缩),反而在脉冲能量未来得及衰减之前就由于 DCF 的预展宽作用迅速导致了大范围的脉冲重叠,使得在随后的 SSMF 传输过程中 IFWM 的影响增大。因此,对于低速率的宽脉冲传输,后置补偿效果要优于前置补偿效果。

综上所述可得出以下结论:对于色散管理准线性传输,3 种补偿方案的相对性能与传输速率有关;前置补偿适合于较高速率(如 80 Gb/s 以上),后置补偿适合于较低速率(如 40 Gb/s 及 20 Gb/s 以下)。

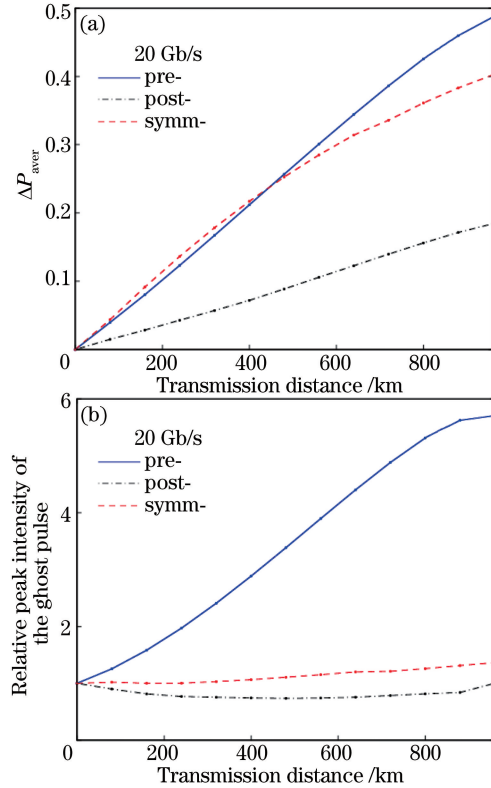


图 6 20 Gb/s 速率下 3 种补偿方案的性能比较。(a)  $\Delta P_{aver}$  及 (b) 鬼脉冲相对峰值强度与传输距离的关系

Fig. 6 Performance comparison of pre-, post-, and symmetrical-compensations at 20 Gb/s. Variation of (a)  $\Delta P_{aver}$  and (b) the relative peak intensity of the ghost pulse with transmission distance

上述所有计算都是针对具有相同占空比的不同传输速率进行的。本研究还对具有不同占空比的不同传输速率进行了数值计算,在此基础上比较了 3 种补偿方案的传输性能。传输速率分别为 80, 60, 40, 20 Gb/s,但与前述不同的是,这里不同速率的初始输入脉冲宽度均相同( $T_{FWHM} = 3$  ps),因而所对应的占空比分别为 0.24, 0.18, 0.12, 0.06。所有情况下,传输链路及总传输距离均与图 2~图 6 所设定的相同,位模式同为 1110,不同速率的初始输入脉冲能量也相同。结果表明,整体情况与前述相同占空比条件下非常类似,前述结论仍然成立。解释如下:虽然不同传输速率下的初始输入脉宽相同,脉冲在 SSMF 中的展宽速度也相同,但由于占空比不同,不同速率下的相邻脉冲间距也不同。速率越高,脉冲间距越小,脉冲重叠发生得越早。此时需要前置补偿,以便在脉冲能量尚未有效损耗衰减之前,通过预展宽降低其峰值功率,减小 IFWM 的影响。反之,速率越低,脉冲间距越大,“1”码脉冲在 SSMF 中重叠越晚,重叠之前光纤损耗就已导致了脉冲能

量的有效衰减,再用前置补偿反而会在传输之前产生脉冲重叠,因此应采用后置补偿。本研究还针对其他位模式(0110、1100)进行了数值计算,结论仍然相同。

应该指出的是,上述所有计算均满足(11)式给出的准线性传输条件,输入参数  $A_j$  处于 0.2~0.4 范围之内。进一步研究表明,只要  $A_j < 0.5$ ,前面结论都成立。但是,随着参数  $A_j$  的继续增大,“1”码脉冲的 SPM 效应增大,GVD 与 SPM 之间的相互作用会导致传输过程中的孤子效应,此时已不再是准线性传输,情况也大不相同,前述结论不再成立。

## 5 结 论

通过理论求解耦合非线性薛定谔方程组,详细比较了前置、后置以及对称补偿 3 种方案在单信道、归零码、准线性传输过程中的色散补偿性能。计算结果表明,最佳补偿方案与传输速率有关,IFWM 效应是导致 3 种方案性能差别的最主要因素。对于确定的 EDFA 间距,发现前置补偿的相对性能随传输速率的增大而提高;相反,后置补偿的相对性能随传输速率的减小而提高。因此,前置补偿最适合于 80 Gb/s 以上的高传输速率,后置补偿更适合于 40 Gb/s 及 20 Gb/s 以下的低速率传输。

## 参 考 文 献

- [1] Agrawal G P. Applications of nonlinear fiber optics [M]. 2th ed. New York: Academic Press, 2008.
- [2] Cai J, Yang X L. Intrachannel nonlinear effects in optical time division multiplexing dispersion-management quasi-linear 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.
- [3] Mamyshev P V, Mamysheva N A. Pulse-overlapped dispersion-managed data transmission and intrachannel four-wave mixing [J]. Optics Letters, 1999, 24 (21): 1454-1456.
- [4] Johannisson P, Anderson D, Berntson A, *et al.* Generation and dynamics of ghost pulses in strongly dispersion-managed fiber-optic communication systems[J]. Optics Letters, 2001, 26 (16): 1227-1229.
- [5] Cao W H, Cai W W, Liu C L. Intra-channel nonlinear effects and their suppression in quasi-linear strongly dispersion-managed transmission[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2014, 51(1): 011901.
- [6] Rothnie D M, Midwinter J E. Improved standard fibre performance by positioning the dispersion compensating fibre[J]. Electronics Letters, 1996, 32 (20): 1907-1908.
- [7] Striegler A G, Schmauss B. Compensation of intrachannel effects in symmetric dispersion-managed transmission systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2004, 22 (8): 1877-1882.
- [8] Breuer D, Jurgensen K, Kuppers F, *et al.* Optimal schemes for dispersion compensation of standard monomode fiber based links[J]. Optics Communications, 1997, 140 (1/2/3): 15-18.
- [9] Kaler R S, Sharma A K, Kamal T S. Comparison of pre-, post- and symmetrical-dispersion compensation schemes for 10 Gb/s NRZ links using standard and dispersion compensated fibers[J]. Optics Communications, 2002, 209 (1/2/3) : 107-123.
- [10] Mohamed L, Mokhtar S L, Azzedine B. Comparison between different chromatic dispersion compensation schemes in high bit rate communication systems with important nonlinear effects[C]. 12<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Communications, 2008: 110-116.
- [11] Singh S, Kaler R S. Comparison of pre-, post- and symmetrical compensation for 96 channel DWDM system using PDCF and PSMF[J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2013, 124 (14): 1808-1813.
- [12] Randhawa R, Sohail J S, Kaler R S. Pre-, post- and hybrid dispersion mapping techniques for CSRZ optical networks with nonlinearities[J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2010, 121 (14): 1274-1279.
- [13] Kaur R, Singh R. Performance comparison of pre-, post- and symmetrical-dispersion compensation techniques using DCF on 40 Gbps OTDM system for different fibre standards[J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2014, 125 (9): 2134-2136.
- [14] Cai J, Zhang L, Zhao Y J, *et al.* Dispersion management scheme of quasi-linear optical transmission system[J]. Chinese Journal of Quantum Electronics, 2015, 32(3): 378-384.  
蔡炬, 张璐, 赵雅静, 等. 准线性光传输系统色散管理方案[J]. 量子电子学报, 2015, 32(3): 378-384.
- [15] Kumar S. Intrachannel four-wave mixing in dispersion managed RZ systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2001, 13(8): 800-802.

- [16] Cao W H. Large predispersion for reduction of intrachannel nonlinear impairments in strongly dispersion-managed transmissions [J]. *Optical Fiber Technology*, 2016, 29(1): 13-19.
- [17] Wang W, Qu Y W, Zuo Y T, *et al.* All-solid dual-concentric-core microstructure fiber for dispersion compensation [J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(8): 0806002.  
王伟, 屈玉玮, 左玉婷, 等. 全固态双层芯结构色散补偿微结构光纤 [J]. *光学学报*, 2017, 37(8): 0806002.
- [18] Liu Y H, Liu N L, Chen J J. Optimized design for dispersion compensation based on Gires-Tournois etalon [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(6): 0606003.  
刘玉红, 刘宁亮, 陈建军. 基于 Gires-Tournois 标准具的色散补偿优化设计 [J]. *中国激光*, 2017, 44(6): 0606003.