

光纤通信系统中基于光学相位共轭和预啁啾的色散及非线性补偿研究

曹文华¹ 王 勇¹ 刘颂豪²

(¹ 深圳大学电子科学与技术学院, 广东 深圳 518060
² 华南师范大学信息光电子科技学院, 广东 广州 510631)

摘要 采用光学相位共轭补偿光纤通信系统的色散及非线性必须满足一个前提条件,即相位共轭器两边线路上的色散和非线性分布(或传输功率分布)必须严格对称,这在现有的一般传输线路(标准单模光纤加集总掺铒光纤放大器)难以实现。提出了预啁啾结合中距相位共轭的补偿方案,并进行了数值计算。结果表明,通过在发送端对输入脉冲进行预啁啾展宽,可有效地减轻非线性效应与色散的相互作用,获得理想的补偿效果;对于皮秒超短光脉冲传输,脉冲内拉曼散射相对于三阶色散对补偿结果的影响很小,因此,频域相位共轭相对于时域相位共轭具有更好的综合补偿性能。该方案简单易行,无需对已敷设好的线路作较大改动。

关键词 光通信;色散补偿;非线性补偿;光学相位共轭;脉冲预啁啾;超短光脉冲传输

中图分类号 TN913.7 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201232.0906005

Dispersion and Nonlinearity Compensation in Optical Fiber Communication Systems by Optical Phase Conjugation Incorporated Pulse Prechirp

Cao Wenhua¹ Wang Yong¹ Liu Songhao²

(¹ College of Electronic Science and Technology, Shenzhen University, Shenzhen, Guangdong 518060, China
² School of Information and Optoelectronic Science and Engineering, South China Normal University, Guangzhou, Guangdong 510631, China)

Abstract One of the major limitations of optical phase conjugation (OPC) for dispersion and nonlinearity compensation in optical fiber communication systems is that the power profile along the communication links should be symmetrical with respect to the optical phase conjugator. However, such a power profile is difficult to be realized in practical systems in which the communication link is composed of uniform fibers and periodic amplification using erbium-doped fiber amplifiers. It is numerically demonstrated that the difficulty can be overcome if the OPC is used in combination with pulse prechirp. Pulse prechirp can greatly reduce the interplay between the dispersion and nonlinearities and improve the communication performance. It is also shown that the effect of intra-pulse Raman scattering on the communication scheme is much smaller than that of third-order dispersion even for picosecond ultrashort pulses. Thus, more effective compensation can be achieved if spectral phase conjugation is used, instead of temporal phase conjugation for the scheme. The scheme is simple and effective, and it eliminates the need for special design or significant modification of the communication link.

Key words optical communications; dispersion compensation; nonlinearity compensation; optical phase conjugation (OPC); pulse prechirp; ultrashort optical pulse transmission

OCIS codes 190.4370; 190.5040; 320.1590

1 引 言

对于高速率长距离光纤通信系统,随着输入脉

冲宽度的减小以及传输光功率的增大,光纤中的色散和非线性效应对系统传输性能的影响也越来越

收稿日期: 2012-03-26; 收到修改稿日期: 2012-04-23

基金项目: 深圳市科技研发基金基础研究计划(JC201105170655A)资助课题。

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

E-mail: wcao@szu.edu.cn

大。目前的高速光纤通信系统主要采用色散管理结合预啾啾补偿方案^[1,2]。色散管理是在传输线路上通过周期性地交替搭配普通光纤和色散补偿光纤(DCF),以实现群速度色散(GVD)和三阶色散(TOD)的同时补偿;预啾啾补偿是通过选择最佳的输入脉冲啾啾参数,使得脉冲在传输过程中的路径平均宽度最小,从而减少脉冲之间的重叠,以达到减小交叉相位调制(XPM)以及四波混频(FWM)等非线性效应的目的。然而,随着单信道传输速率的提高,GVD以及TOD的特征长度指数减小,例如,对于640 Gb/s的归零码传输^[3],GVD和TOD的特征长度分别为10 m和1.5 km,不仅使得线路中DCF的接入越来越频繁,也增加了对DCF长度的精度控制的难度(达厘米量级)。

光学相位共轭(OPC)是一种具有很大应用潜力的色散及非线性补偿方案,也是目前该领域的研究热点^[4~9]。OPC分为时域相位共轭(TPC)^[10]和频域相位共轭(SPC)^[11],其中TPC取信号脉冲时域包络各点的复共轭,SPC取脉冲包络在频域各点的复共轭,相当于TPC加时间反转。在一定条件下,TPC可同时补偿包括GVD在内的偶阶色散、自相位调制(SPM)以及脉冲内拉曼散射(IRS),但不能补偿包括TOD在内的奇阶色散,当脉冲之间存在走离时也不能补偿XPM效应^[12];SPC能补偿所有奇、偶阶色散以及SPM和XPM效应,但不能补偿IRS^[11]。尽管TPC技术相对简单,但目前也有很多实现SPC的途径,如频域或时域全息技术^[13]、基于二阶或三阶参量过程的三波混频(TWM)^[14]或四波混频^[15]、交叉相位调制^[16]、双光子吸收^[17]以及光子回波^[18]等。最近又报道了利用硅波导中宽带FWM实现SPC,可保证信号在共轭前后波长不变^[19]。

然而,对于色散和非线性效应补偿,SPC和TPC均需满足一个前提条件,即传输线路上的色散和非线性分布(或传输功率分布)必须关于相位共轭器严格对称。做到色散对称分布相对容易,只需将相位共轭器置于色散参数均匀分布的传输光纤(普通光纤)的中点位置,也就是所谓的中距相位共轭技术^[20]。但是,对于现有一般的普通光纤加集总掺铒光纤放大器(EDFA)传输系统,中距相位共轭并不能满足线路上非线性分布关于相位共轭器对称的条件,除非对传输线路进行特殊设计或修改。已提出的设计和修改方案包括减小集总放大器间距^[21];通过色散渐减光纤传输^[22];采用高功率分布拉曼放大^[23]以及通过正负色散交替的色散管理光纤链路

传输^[9,24~26]。所有这些方案都需要对现有线路进行较大改动或重新敷设,成本很大。替代方案包括将相位共轭器置于线路某特定位置而不是置于中点^[27],或相位共轭器仍然置于中点而在线路某特定位置接入高色散系数或高非线性系数的补偿光纤模块^[28]。但是,对于前者,要在实际的传输线上找到一个特定的相位共轭器接入点并不容易,对于后者,需要根据整条线路的色散及非线性参数分布通过计算确定接入的光纤长度,而且接入光纤往往长达几十千米^[28]。

提出了一种针对中距相位共轭补偿的简易改进方案,即对于普通传输线路[标准单模光纤(SSMF)加集总EDFA,相位共轭器置于线路中点],利用长度很短的啾啾光纤光栅(CFBG)对发送端的输入脉冲进行足够的预啾啾展宽并在接收端进行消啾啾压缩,以期达到改善非线性及色散补偿效果的目的。提出该方案的理论依据或出发点可概括为以下三方面:1)展宽输入脉冲有助于降低单个脉冲的SPM效应以及IRS效应;2)脉冲之间的XPM效应主要发生在相邻的若干个脉冲之间,预啾啾展宽有助于降低脉冲的峰值功率,减小邻近脉冲之间的XPM效应。对于相距较远的脉冲,无论是高斯型还是双曲正割型,由于各自的瞬时光功率沿两翼方向呈指数规律衰减,预啾啾后尽管重叠的脉冲数目增多,但它们之间的XPM效应相对于邻近脉冲之间的XPM效应依然很小。因此,当同时考虑到单个脉冲峰值功率降低和脉冲重叠数目增大两种正反因素之后,预啾啾有可能从总体上减小传输过程中的XPM效应;3)实际信道中包括“0”码和“1”码,分别代表无脉冲和有脉冲,二者出现的概率近似相等。预啾啾展宽有助于将“1”码时隙的能量更多地分配到“0”码时隙上,使得不同时隙上的光功率分布更加均匀,有助于降低瞬时峰值功率,减小非线性效应。

应该说明的是,已报道过的色散管理传输方案中也采用了预啾啾补偿^[1,2],但与本方案具有本质区别。首先,色散管理传输方案^[1,2]并未采用光学相位共轭,而是周期性地使用色散补偿光纤。其次,色散管理传输方案^[1,2]采取预啾啾补偿是为了减小脉冲在传输过程中的路径平均宽度,即减小脉冲之间的重叠,从而抑制XPM和FWM等非线性效应。而本方案中的预啾啾是为了在传输一开始就对脉冲进行尽可能的展宽,使得相邻脉冲尽可能地重叠,以达到对SPM、XPM以及IRS进行综合抑制的目的。实际上,对于高速率超短光脉冲传输,无论是色散管

理补偿还是相位共轭补偿,脉冲之间的重叠都是不可避免的,已有研究表明^[29],对于色散管理补偿,在传输前对输入脉冲进行尽可能的展宽有助于从整体上降低包括信道间和信道内的 SPM、XPM、FWM 等非线性效应。

2 补偿方案及基本方程

有关光学相位共轭补偿色散和非线性的原理已有很多论证^[10~12],这里不再重复。补偿方案如图 1 所示。

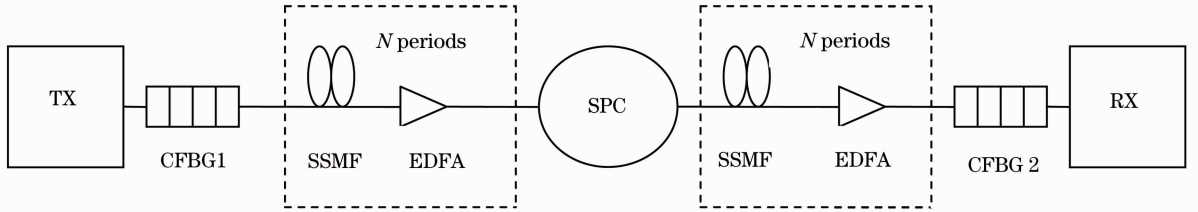


图 1 基于频域相位共轭和预啁啾的色散及非线性补偿方案

Fig. 1 Scheme of dispersion and nonlinearity compensation using pulse prechirp and spectral phase conjugation

光发射机 (TX) 输出的超短光脉冲序列经 CFBG1 展宽后进入周期性集总放大的传输线路,相位共轭器置于传输线中点(先考虑 SPC 情况),接收机 (RX) 前接入 CFBG2 用于消除 CFBG1 引入的频率啁啾,脉冲经过 CFBG2 压缩还原其初始宽度。由于 SPC 导致脉冲啁啾和频谱反转 (TPC 也具有类似性质),因此 CFBG1 的所有参数 (包括长度和

GVD 系数)应该与 CFBG2 的所有参数完全相同。

同时考虑 GVD、SPM、XPM、TOD、IRS、放大器增益和光纤损耗的情况下,光纤中由 $2M$ 个超短光脉冲组成的脉冲序列传输可由一组耦合非线性方程描述^[29]。当所有脉冲的中心波长相同时 (单信道传输),方程组可写成

$$i \frac{\partial u_m}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_m}{\partial \tau^2} + (|u_m|^2 + 2 \sum_{j=-M}^M |u_j|^2 - 2|u_m|^2) u_m = -\frac{i}{2} \Gamma u_m + \frac{i}{2} \mu u_m + i\delta \frac{\partial^3 u_m}{\partial \tau^3} + \tau_R u_m \frac{\partial |u_m|^2}{\partial \tau}, \quad (1)$$

式中 $m = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M, m \neq 0, j \neq 0$ 。 u_m 为第 m 个脉冲的归一化慢变包络复振幅。等式左边的第二项表示 GVD 效应,其中正负符号代表脉冲传输在光纤反常或正常色散区,等式左边的其余项 ($|u_m|^2 u_m$ 及 $2|u_j|^2 u_m$) 分别代表 SPM 和 XPM 效应。等式右边各项依次代表光纤损耗、放大器增益以及 TOD 和 IRS 对脉冲传输的影响, ξ, τ 分别表示归一化传输距离和归一化时间。若以实际物理量表示,则参数 $\xi, \tau, \Gamma, \mu, \delta, \tau_R$ 分别具有以下形式:

前就已被展宽,数值模型中未考虑脉冲自变陡效应以及 EDFA 的增益色散效应^[30]。对于单信道传输,也未计及信道内的 FWM 效应。对于图 1 所示的传输方案,上述模型既可描述超短光脉冲在 SSMF 中的传输,也可描述在 CFBG 和 EDFA 中的传输情况。不同之处是,当脉冲在 EDFA 中传输时,无须考虑 (1) 式右边的第一项 (令 $\Gamma = 0$); 当脉冲在 SSMF 中传输时,无须考虑 (1) 式右边的第二项 (令 $\mu = 0$); 当脉冲在长度短于几十厘米的 CFBG 中传输时,仅须考虑 GVD 效应。

考虑光发射机输出的由 $2M$ 个脉冲组成的有限长比特序列,其形式为

$$\xi = \frac{z}{L_D} = \frac{z|\beta_2|}{T_0^2}, \quad \tau = \frac{t - z/v_g}{T_0},$$

$$\Gamma = \alpha L_D = \frac{\alpha T_0^2}{|\beta_2|}, \quad (2)$$

$$\mu = (g_0 - \alpha) L_D, \quad \delta = \frac{\beta_3}{6|\beta_2|T_0}, \quad \tau_R = \frac{T_R}{T_0}, \quad (3)$$

式中 z, t, v_g 分别为实际传输距离、时间以及脉冲包络的群速度, T_0 为光发射机输出的脉冲宽度 (在峰值强度的 $1/e$ 处), β_2, β_3 分别为 GVD 和 TOD 系数, L_D 为色散长度, T_R 为拉曼常数, g_0 为 EDFA 的小信号增益系数, α 为光纤损耗系数。考虑到脉冲在传输

$U(0, \tau) = \sum_{j=1}^M u_j [0, \tau - (2j - 1)q_0] + \sum_{j=-M}^{-1} u_j [0, \tau - (2j + 1)q_0], \quad j \neq 0, M > 0$ (4)

式中 $2q_0$ 为相邻比特的时间差 (又称脉冲间距)。若第 j 个比特为“0”,则 $u_j = 0$; 若第 j 个比特为“1”,则 u_j 决定对应脉冲的形状。设所有脉冲具有相同的形

状、宽度及峰值功率,且无初始频率啾啾。方便起见,设对应于 $j = 1$ 的脉冲的形式为

$$u_j(0, \tau - q_0) = A \operatorname{sech}(\tau - q_0), \quad (5)$$

式中参数 A 决定脉冲峰值功率,若用实际物理量表示,则

$$A^2 = \frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|}, \quad (6)$$

式中 γ 为光纤非线性系数, P_0 为脉冲峰值功率。以下将针对双脉冲和多脉冲输入,利用分步傅里叶法数值求解(1)式,并按照图 1 所示的补偿方案,分析脉冲传输情况。

3 计算结果及分析

3.1 无预啾啾情况

首先考虑无预啾啾情况下某个脉冲对的传输情况。设初始输入为

$$U(0, \tau) = A[\operatorname{sech}(\tau - q_0) + \operatorname{sech}(\tau + q_0)],$$

脉冲宽度 $T_{\text{FWHM}} = 3$ ps(半峰全宽, $T_0 = T_{\text{FWHM}}/1.763$), 脉冲中心波长为 $1.55 \mu\text{m}$, 脉冲间距 $2q_0 = 7.346$ (相当于时间间隔为 $2q_0 T_0$, 或传输码率为 80 GHz)。SSMF 在工作波长为 $1.55 \mu\text{m}$ 处典型色散位移光纤

参数值 $\beta_2 = -2 \text{ ps}^2/\text{km}$, $\beta_3 = 0.1 \text{ ps}^3/\text{km}$, $\alpha = 0.046 \text{ km}^{-1}$, $\gamma = 1.3 \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$, $T_R = 3 \text{ fs}$ 。EDFA 间距 $z = 20\pi L_D \approx 91 \text{ km}$, EDFA 长度为 EDFA 间距的 $1/5000$ (约 18.2 m), 每个 EDFA 的增益正好补偿相邻 EDFA 间 SSMF 的损耗(约 18.18 dB)。利用上述初始条件,由(2)、(3)式可求出数值计算所需的各参数值: $\Gamma = 0.0666$, $\mu = 333.00$, $\delta = 0.0049$, $\tau_R = 0.0018$ 。

图 2 为三种不同输入功率下的传输结果。传输总距离为 728 km , 相当于在 SPC 前后各经过 4 段 SSMF 传输和 4 次 EDFA 放大。左侧图形中实线和虚线分别表示输入及输出波形,右侧图形中实线和虚线分别表示输入及输出频谱,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)。三种情况下输入脉冲宽度均相同,决定输入脉冲峰值功率的参数 A 如下:图 2(a)、(b)中, $A = 0.1$; 图 2(c)、(d)中 $A = 0.5$; 图 2(e)、(f)中 $A = 1$; 其中对应于 $A = 1$ 的输入脉冲相当于基阶孤子脉冲。由(6)式可算出输入脉冲的实际峰值功率分别为 $5.31, 132.83, 531.31 \text{ mW}$ 。

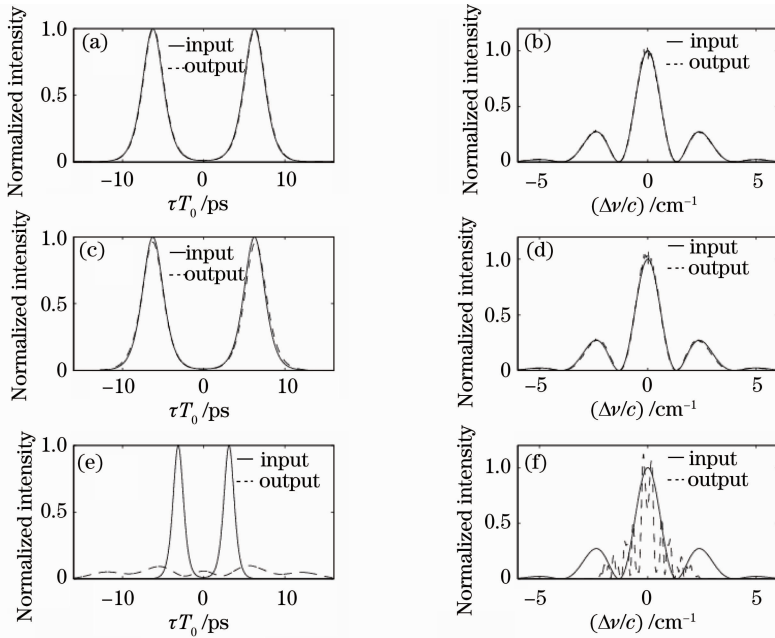


图 2 无预啾啾情况下中距频域相位共轭的补偿结果。(a) $A = 0.1$ 的波形; (b) $A = 0.1$ 的频谱; (c) $A = 0.5$ 时的波形; (d) $A = 0.5$ 时的频谱; (e) $A = 1$ 时的波形; (f) $A = 1$ 的频谱

Fig. 2 Compensation results by midway SPC without pulse prechirp. (a) Pulse shape when $A = 0.1$; (b) spectra when $A = 0.1$; (c) pulse shape when $A = 0.5$; (d) spectra when $A = 0.5$; (e) pulse shape when $A = 1$; (f) spectra when $A = 1$

由图 2(a)、(b)可知,当输入脉冲峰值功率较小时,整个传输过程近似为线性,SPC 能完全补偿 GVD 和 TOD。由图 2(c)~(f)可知,随着输入脉冲

峰值功率的增大,非线性效应(SPM 及 XPM)逐渐增强,由于 SPC 两边线路上非线性分布不对称(光功率分布不对称),中距相位共轭不能完全补偿非线性

性,剩余非线性与色散的相互作用导致脉冲展宽、脉冲间的相互作用增大以及脉冲波形和频谱的畸变。对接收机的影响则表现为信噪比减小、灵敏度降低并产生定时抖动。

3.2 有预啁啾情况

CFBG 能提供很大的 GVD,其 GVD 系数 β_2 可正可负,典型值很容易达到 10^7 ps²/km。在啁啾脉冲能量放大技术中,利用 CFBG 将光纤激光器输出的超短脉冲展宽几百倍^[31],以减小非线性效应对能量放大过程的影响,放大完毕后再用相反色散的 CFBG 对脉冲宽度进行压缩。

以下采用 CFBG 作为预啁啾元件,目的是尽可能地展宽输入脉冲,降低脉冲峰值功率,期望通过预啁啾不仅能减小单脉冲的 SPM 及 IRS 效用,而且能减小多脉冲重叠引起的 XPM 效应,以获得理想的色散

及非线性补偿效果。应再次强调的是,这里用于脉冲展宽和压缩的前后两个 CFBG 应具有相同的色散值,因为 SPC 导致脉冲啁啾和频谱的反转。

在图 1 所示的传输方案中,设 CFBG1 和 CFBG2 具有相同的长度 L_g 和相同的 GVD 系数 β_2 。图 3 为预啁啾后的传输结果,其中输入脉冲对(基阶孤子对)以及传输总距离与计算图 2(e)所设定的完全相同。取 $\beta_2 = 1.82 \times 10^6$ ps²/km,则 $L_g = 2, 4, 10, 30$ cm 所对应的啁啾分别为 $\beta_2 L_g = 36.4, 72.8, 182, 546$ ps²。可见,补偿结果与预啁啾程度有关,预啁啾越大,补偿效果越好。当 $L_g = 10$ cm 时(此时脉冲被展宽到原来的 40 倍),便可达到较理想的效果(图中以细点画线表示);当 CFBG 长度增大到 30 cm 时,输入端波形和频谱与输出端基本重合(图中以细虚线表示)。

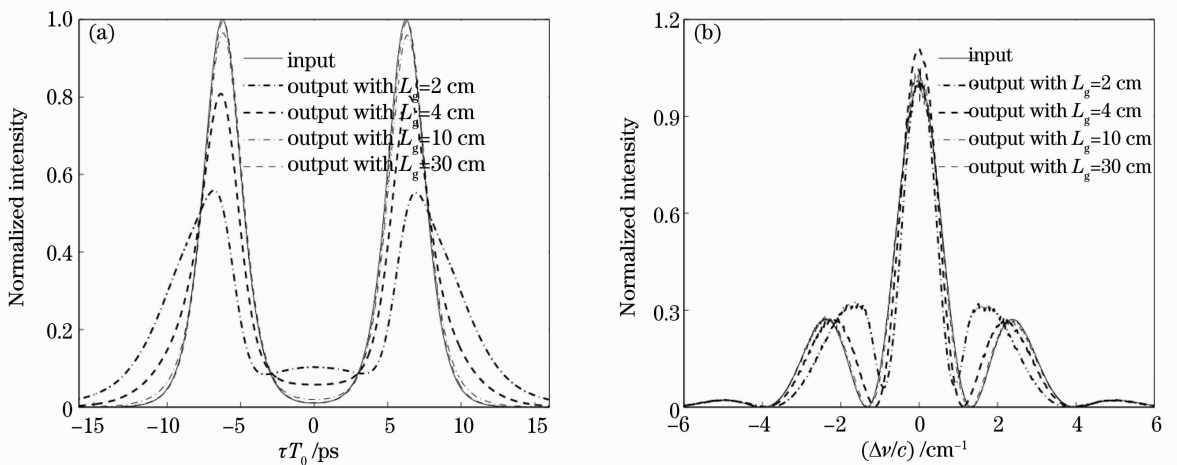


图 3 不同程度的预啁啾结合中距频域相位共轭的补偿结果。(a)波形;(b)频谱。实线表示输入脉冲,其他曲线表示输出脉冲

Fig. 3 Compensation results by midway SPC incorporated different pulse prechirps. (a) Pulse shapes; (b) spectra.

Solid lines denote input pulses, and other lines denote output pulses

对于给定的传输线路,色散和非线性与传输脉冲的宽度、传输码率以及传输功率有关。脉冲越窄,传输码率或功率越高,色散和非线性效应的影响越大。此时预啁啾结合中距相位共轭的补偿效果的变化情况,是必须考虑的问题。为此,仍然将初始输入脉冲对表示为

$$U(0, \tau) = A[\text{sech}(\tau - q_0) + \text{sech}(\tau + q_0)],$$

但初始脉冲宽度减小为前述的一半,即 $T_{\text{FWHM}} = 1.5$ ps($T_0 = 0.85$ ps),脉冲间距 $2q_0 = 7.346$ (相当于传输码率为 160 GHz)。取参数 $A = 1$ (输入仍为基阶孤子对),由(6)式可算出输入脉冲的实际峰值功率约 2.13 W[相当于图 2(e)以及图 3 输入脉冲峰值功率的 4 倍]。传输线路与计算图 3 所设定的完

全相同,包括相同的光纤参数及 CFBG 色散参数、相等的 EDFA 间距、相等的 EDFA 增益以及相等的传输总距离。图 4 为无预啁啾($L_g = 0$)以及不同程度预啁啾后的传输结果。与图 2(e)相比较可知,由于输入脉冲宽度减小以及峰值功率增大,无预啁啾情况下的补偿效果更差;与图 3 比较可知,相同预啁啾情况下的补偿效果也较差,原因是脉冲宽度 T_0 越窄、峰值功率 P_0 越大,光纤的色散长度 L_D 以及非线性长度 L_{NL} 越小($L_D = T_0^2 / |\beta_2|$, $L_{\text{NL}} = 1 / \gamma P_0$, 详见参考文献[29]原理篇第 4 章),因而在相同传输距离情况下剩余的非线性与色散的相互作用增大。尽管如此,图 4 中曲线的总趋势仍然是预啁啾越大,补偿效果越好。

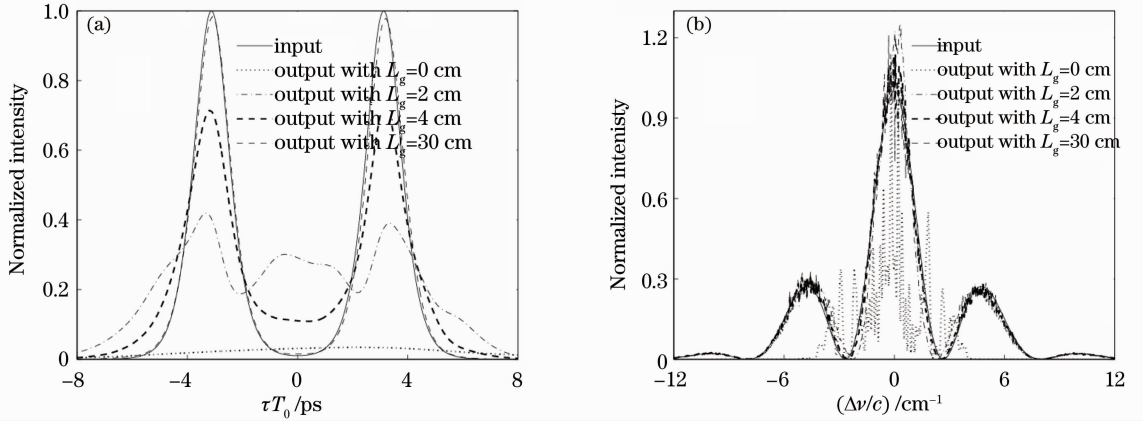


图 4 对于 $T_{FWHM} = 1.5$ ps 的输入脉冲, 中距相位共轭情况下, 无预啾啉和不同程度的预啾啉的补偿结果。(a) 波形; (b) 频谱

Fig. 4 Compensation results by midway SPC with and without pulse prechirp under the condition that $T_{FWHM} = 1.5$ ps. (a) Pulse shapes; (b) spectra

进一步计算表明(这里未以图形示出), 如果在图 4 传输条件的基础上将脉冲峰值功率减小一半($P_0 = 1.06$ W), 其他条件(包括输入脉冲宽度、脉冲间距以及传输线路)不变, 则仅需要 4 cm 的 CFBG 便可获得很好的补偿效果; 而图 4 中对应于 $L_g = 4$ cm 的补偿效果却很差。与图 3 给出的结果相比, 同样在 $L_g = 4$ cm 情况下, 尽管输入脉冲宽度减小一半, 峰值功率增大一倍(由 531.31 mW 增大到 1.06 W), 得到的补偿效果也更好。原因是光纤的色散长度 L_D 以及非线性长度 L_{NL} 之比值发生了变化, 即 L_D/L_{NL} 由图 3 和图 4 中的比值 1(色散和非线性占同等地位) 减小为当前的比值 1/2(色散占主导地位)。这也进一步说明, 在相位共轭补偿中, 补偿效果完全取决于对非线性的补偿程度。

应指出的是, 对于实际的高速率传输系统, 无论

是否采取预啾啉, 线路上传输的平均功率都相同。因此, 预啾啉虽然总体上可以减轻非线性效应, 但不能完全消除传输线路上的非线性, 剩余的非线性须由相位共轭器补偿。作为例子, 考虑以下情况, 在与图 3 细虚线($L_g = 30$ cm)对应的预啾啉传输方案中(那里补偿效果非常好), 去掉 SPC, 与此同时, 传输线路的前 4 个中继段保留不变, 后 4 个中继段的传输光纤全部改为正常色散光纤, 其 GVD 系数 β_2 与前 4 段光纤等值异号, CFBG2 的色散值也与 CFBG1 相反, 且忽略 TOD 效应(令 $\delta = 0$)。在这种情况下, 如果预啾啉能完全消除非线性, 则由于传输线路(包括 CFBG1 和 CFBG2)前后半段具有相反的 GVD, 输出应该与输入完全相同, 但实际情况并非如此。图 5 为传输结果, 其中实线和虚线分别表示输入和输出。与图 3 细虚线所示结果相比, 由于这

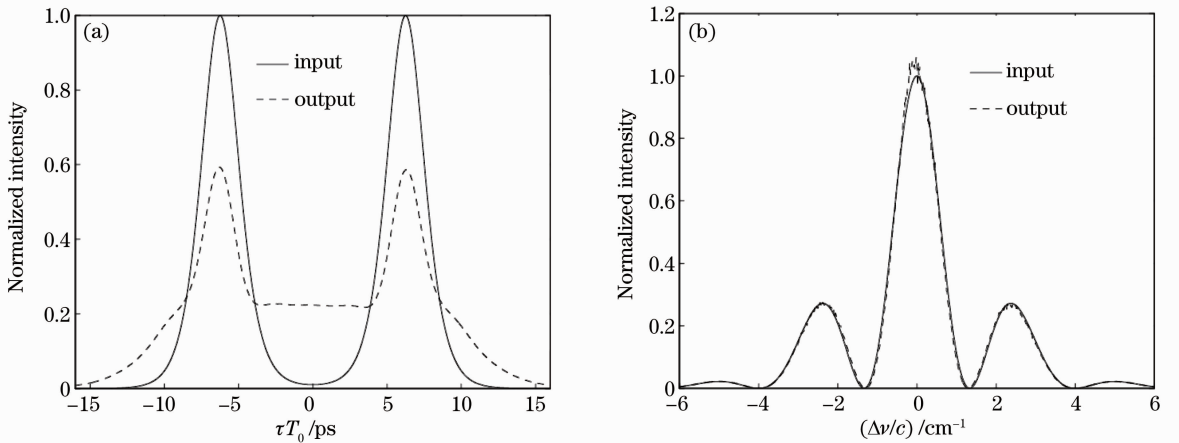


图 5 预啾啉、无相位共轭的 GVD 补偿结果。(a) 波形; (b) 频谱

Fig. 5 Input and output pulse shapes and spectra with GVD compensation and pulse prechirp but without midway SPC. (a) Pulse shapes; (b) spectra

里没有 SPC, 信号不能复原, 说明预啁啾并不能完全消除非线性。

不难理解预啁啾能减轻 SPM 效应, 因为脉冲被展宽后每个脉冲包络各点的光强度自然降低。问题是预啁啾后, 脉冲之间的重叠增大了, 但 XPM 效应是增大还是减小? 图 6(a)~(f) 为无 SPC 情况下有预啁啾和无预啁啾的传输结果比较, 并且仅考虑 XPM、GVD 和 IRS, 不考虑 SPM 和 TOD 效应。左侧为波形, 右侧为频谱, 其中所有的实线表示输入脉冲, 其余曲线表示无预啁啾 ($L_g = 0$) 以及不同程度预啁啾情况下的输出脉冲。为专门考察 XPM 效应的作用, 所有情况下的传输线路及初始输入与计算图 5 所设定的相同, 仅仅是 CFBG 长度 L_g 取一系列不同值(注意: 由于没有 SPC, CFBG2 的色散值应该

与 CFBG1 相反)。可见, 当预啁啾较小时, 如 $L_g = 2, 4, 10$ cm, 输出波形反而比无预啁啾情况下的更差。原因如下: 无预啁啾情况下, 两个脉冲在刚进入传输光纤 (SSMF) 时是不重叠的, 需要传输一定距离, 历经色散 (GVD) 和损耗之后才逐渐重叠, 此时 XPM 效应才起作用; 相反, 对于较小程度的预啁啾, 两脉冲在进入 SSMF 之前 (能量还没有任何衰减) 就已重叠, 而且由于预啁啾较小, 脉冲峰值功率降低得不够多, XPM 效应的作用比无预啁啾情况下还要大。但是, 如果预啁啾足够大, 对应于图 6(e)、(f) 中的 $L_g = 20, 30$ cm, 经预啁啾后的脉冲在进入 SSMF 时各自的峰值功率就非常低, 尽管重叠更多, XPM 的作用也很有限。

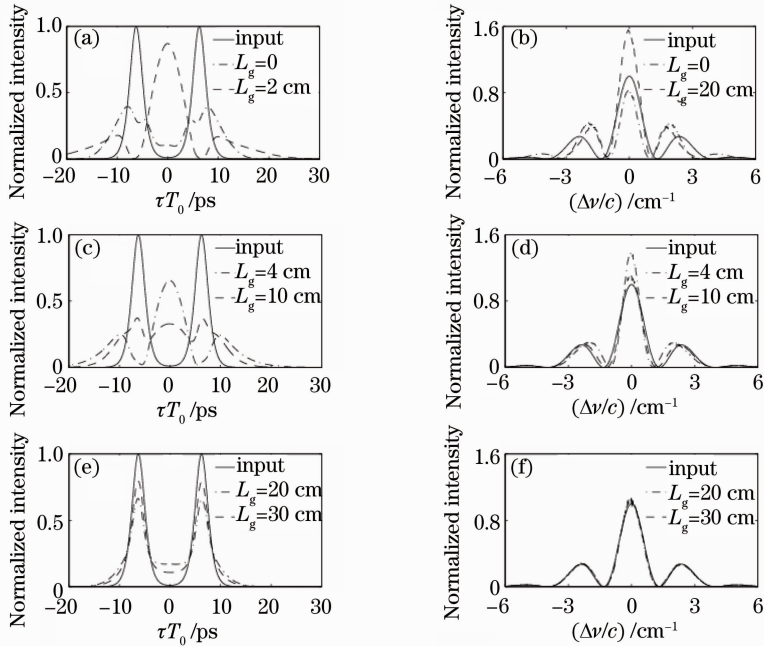


图 6 无相位共轭情况下, 有预啁啾和无预啁啾的传输结果比较

Fig. 6 Comparison between the transmission results with and without pulse prechirp without SPC

当然, 预啁啾越大, 脉冲重叠数目会越多, 即原来相距较远的本不重叠的脉冲由于较大的预啁啾而发生重叠的可能性增大。但正如引言的后半部分所述, 脉冲之间的 XPM 效应主要发生在相邻的若干个脉冲之间。对于相距较远的脉冲, 由于各自的瞬时光功率沿两翼方向呈指数规律衰减, 预啁啾后尽管重叠的脉冲数目增多, 但它们之间的 XPM 效应相对于邻近脉冲之间的 XPM 效应依然很小。

总之, 预啁啾虽不能完全消除非线性, 但总体上可以减轻非线性效应 (包括 SPM、XPM 以及 IRS) 与色散的相互作用, 改善中距相位共轭的补偿效果。

3.3 SPC 与 TPC 的结果比较

图 3 和图 4 为预啁啾结合 SPC 的补偿结果, 其中同时考虑了 GVD、SPM、XPM、TOD 以及 IRS 效应。已有论证, SPC 能补偿 TOD^[12], 但不能补偿 IRS^[11]。然而, 图 3 与图 4 表明, 对于初始宽度 T_{FWHM} 为 3 ps 或 1.5 ps 的超短脉冲传输, 由于在传输过程中不断展宽, IRS 基本未对输出波形和频谱造成影响。但是, 如果将传输线路上的 SPC 换成 TPC, 其他所有条件与计算图 3 的细虚线完全相同 (那里 $L_g = 30$ cm, 输入与输出基本重合), 则补偿结果如图 7 所示。可见, 虽然传输前后的频谱基本一致, 但波形发生了严重畸变, 这是典型的 TOD 影响

结果,原因是 TPC 不能补偿包括 TOD 在内的奇阶色散。已有研究表明^[32],为了减小 TOD 的影响,可以在传输线的末端加接一段 TOD 补偿光纤,考虑

到 TPC 的频谱及啁啾反转作用,补偿光纤与传输光纤应具有相同极性的 TOD。然而,所需接入的 TOD 补偿光纤长达几十千米^[32]。

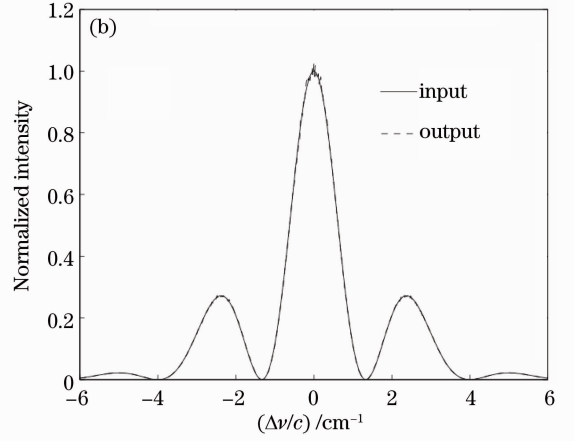
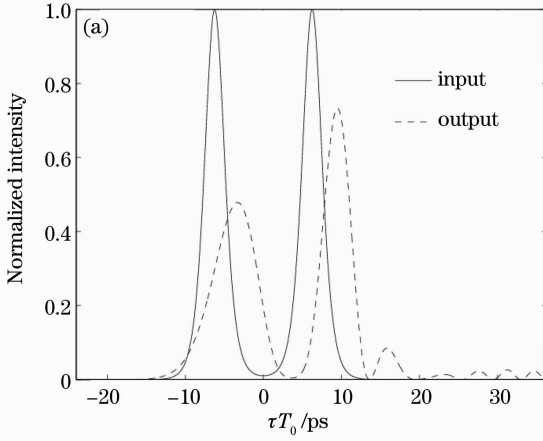


图 7 预啁啾结合中距时域相位共轭的补偿结果。(a)波形;(b)频谱

Fig. 7 Compensation results with midway TPC and pulse prechirp. (a) Pulse shapes; (b) spectra

可见,对于长距离超短光脉冲传输,若采用光学相位共轭技术补偿色散和非线性,则一般情况下,SPC 相对于 TPC 具有更好的综合补偿性能。

3.4 多脉冲传输情况

以上分析了脉冲对的传输情况,仅涉及两个脉冲之间的 XPM 效应。对于实际脉冲流的传输,会出现多脉冲重叠现象,预啁啾更是加重了脉冲之间的重叠程度。重叠的脉冲数越多,XPM 效应越显重要,此时,预啁啾还能否从整体上减轻非线性效应,需要进一步考虑。

数值计算虽不能模拟实际无限长的脉冲序列传输,但可以尽量增加所考虑的脉冲数目,进而分析 XPM 效应的影响。现考虑 8 个脉冲的传输情况,且

从最坏处考虑,即 8 个脉冲相连,也就是所谓的连“1”情况,此时需要数值求解(1)式所包含的 8 个非线性耦合方程。

图 8 为有预啁啾和无预啁啾情况下中距 SPC 的补偿结果,实线代表初始输入,虚线和点画线分别表示有预啁啾和无预啁啾情况下的输出。无预啁啾情况下的传输线路与计算图 2(e)时所设定的相同,有预啁啾情况下的传输线路与计算图 3 的细虚线所设定的相同($L_g = 30$ cm),二者差别仅仅是后者在线路两端增加了 CFBG1 和 CFBG2。两种情况下,脉冲初始宽度、峰值功率、脉冲间距以及脉冲形状均与计算图 2(e)和图 3 时所设定的相同。可见,无预啁啾情况下的补偿效果很差(由于脉冲数目增多,

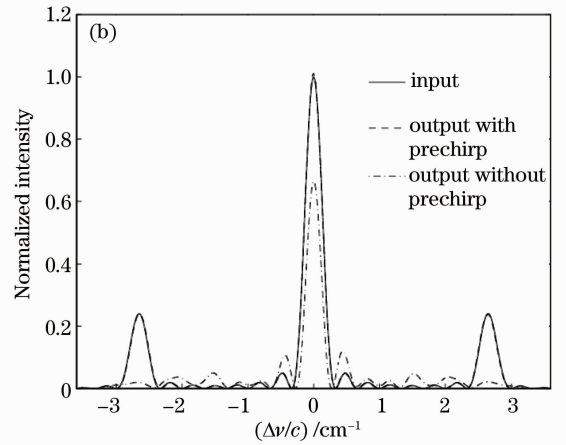
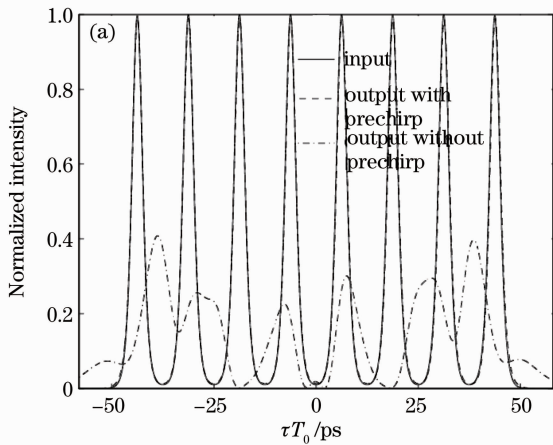


图 8 有预啁啾和无预啁啾的多脉冲输入情况下,中距 SPC 的补偿结果比较。(a)波形;(b)频谱

Fig. 8 Comparison between midway SPC compensation results with and without pulse prechirp under condition of multi-pulse input. (a) Pulse shapes; (b) spectra

XPM 效应增大), 而有预啁啾情况下的补偿效果与图 3 细虚线所示的补偿效果差别很小。这说明经过预啁啾后, 尽管脉冲数目增加了, XPM 效应的影响却没有明显增大。这也表明, 对于实际的脉冲传输, 采用预啁啾结合 SPC 的方案, 同样能从整体上抑制传输过程的非线性, 从而获得理想的色散及非线性补偿效果。

应该说明的是, 本文的数值模型未考虑 FWM 效应。FWM 分为信道间和信道内两种, 前者发生于波分复用(WDM)系统, 指不同波长的脉冲在传输过程中由于相位匹配导致脉冲间的能量转移; 后者在 WDM 和单信道传输系统中均会发生, 同样会导致相邻脉冲的能量转移以及在“0”比特时隙内产生虚假脉冲。已有专著阐述^[29], XPM 是导致信道内 FWM 的主要原因, 即每个脉冲的频谱都有位于载频两侧的调制边带, 相邻脉冲由于色散展宽而大量重叠, 如果两个或多个脉冲调制边带出现在同一时隙内, 则由于 XPM 引起的非线性相移使得不同边带的相位匹配条件得以满足, 进而导致信道内 FWM。由上述研究可知, 既然预啁啾能有效抑制 XPM 效应, 因而在数值模型中忽略 FWM 对补偿结果的影响也不会引起太大误差。

4 结 论

数值计算表明, 对于采用中距相位共轭补偿色散和非线性的高速率长距离光纤通信系统, 若在发送端对输入脉冲进行足够的预啁啾展宽以及在接收端进行消啁啾压缩, 则可有效地减轻传输过程中非线性效应(如 SPM、XPM、IRS)与色散的相互作用, 获得良好的色散及非线性补偿效果。该方案无需对现有的一般传输线路(普通单模光纤加集总 EDFA)进行较大改动, 可克服通常情况下由于传输线路上功率分布关于相位共轭器不对称所引起的补偿失真问题。研究还表明, 对于皮秒超短光脉冲传输, IRS 相对于 TOD 对补偿结果的影响很小, 因此, 频域相位共轭相对于时域相位共轭具有更好的综合补偿性能。

参 考 文 献

- 1 R. I. Killely, H. J. Thiele, V. Mikhailov *et al.*. Reduction of intrachannel nonlinear distortion in 40 Gb/s-based WDM transmission over standard fiber [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2000, **12**(12): 1624~1626
- 2 S. Kumar, J. C. Mauro, S. Raghavan *et al.*. Intrachannel nonlinear penalties in dispersion-managed transmission systems [J]. *IEEE J. Sel. Top. Quant. Electron.*, 2002, **8**(3):

- 626~631
- 3 S. Shen, A. M. Weiner. Complete dispersion compensation for 400-fs pulse transmission over 10-km fiber link using dispersion compensating fiber and spectral phase equalizer [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1999, **11**(7): 827~829
- 4 X. J. Liu, Y. J. Qiao, Y. F. Ji. Reduction of the fiber nonlinearity impairment using optical phase conjugation in 40 Gb/s CO-OFDM systems [J]. *Opt. Commun.*, 2010, **283**(13): 2749~2753
- 5 Y. J. Qiao, X. J. Liu, Y. F. Ji. Fiber nonlinearity post-compensation by optical phase conjugation for 40 Gb/s CO-OFDM systems [J]. *Chin. Phys. Lett.*, 2011, **28**(6): 064214
- 6 L. J. Li, Y. J. Qiao, Y. F. Ji. Optimized optical phase conjugation configuration for fiber nonlinearity compensation in CO-OFDM systems [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2011, **9**(6): 060604
- 7 B. P. P. Kuo, E. Myslivets, A. O. J. Wiberg *et al.*. Transmission of 640-Gb/s RZ-OOK channel over 100-km SSMF by wavelength-transparent conjugation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2011, **29**(4): 516~523
- 8 V. Pechenkin, I. J. Fair. Analysis of four-wave mixing suppression in fiber-optic OFDM transmission systems with an optical phase conjugation module [J]. *J. Opt. Commun. Netw.*, 2010, **2**(9): 701~710
- 9 V. Pechenkin, I. J. Fair. On four-wave mixing suppression in dispersion-managed fiber-optic OFDM systems with an optical phase conjugation module [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2011, **29**(11): 1677~1690
- 10 A. Yariv, D. Fekete, D. M. Pepper. Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation [J]. *Opt. Lett.*, 1979, **4**(2): 52~54
- 11 M. Tsang, D. Psaltis. Dispersion and nonlinearity compensation by spectral phase conjugation [J]. *Opt. Lett.*, 2003, **28**(17): 1558~1560
- 12 Bu Yang, Wang Xiangzhao. Suppression of pulse impairments due to cross-phase modulation by frequency domain phase conjugation [J]. *Acta Physica Sinica*, 2005, **54**(10): 4747~4753
- 步 杨, 王向朝. 基于频域相位共轭技术的交叉相位调制所致失真的复原 [J]. *物理学报*, 2005, **54**(10): 4747~4753
- 13 A. M. Weiner, D. E. Leaird, D. H. Reitze *et al.*. Spectral holography of shaped femtosecond pulses [J]. *Opt. Lett.*, 1992, **17**(3): 224~226
- 14 M. Tsang. Spectral phase conjugation via extended phase matching [J]. *J. Opt. Soc. Am. B*, 2006, **23**(5): 861~867
- 15 D. M. Marom, D. Panasenkov, R. Rokitski *et al.*. Time reversal of ultrafast waveforms by wave mixing of spectrally decomposed waves [J]. *Opt. Lett.*, 2000, **25**(2): 132~134
- 16 T. T. Ng, F. Parmigiani, M. Ibsen *et al.*. Compensation of linear distortions by using XPM with parabolic pulses as a time lens [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2008, **20**(13): 1097~1099
- 17 H. Nishioka, H. Tomita, K. Hayasaka *et al.*. All-optical temporal phase conjugation scheme for few-cycle optical pulses using diffractive optics [J]. *Opt. Express*, 2006, **14**(16): 7447~7455
- 18 V. L. da Silva, Y. Silberberg, J. P. Heritage *et al.*. Femtosecond accumulated photon echo in Er-doped fibers [J]. *Opt. Lett.*, 1991, **16**(17): 1340~1342
- 19 O. Kuzucu, Y. Okawachi, R. Salem *et al.*. Spectral phase conjugation via temporal imaging [J]. *Opt. Express*, 2009, **17**(22): 20605~20614
- 20 K. Kikuchi, C. Lorattansane. Compensation for pulse waveform distortion in ultra-long distance optical communication systems by using midway optical phase conjugator [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1994, **6**(1): 104~105

- 21 W. Pieper, C. Kurtzke, R. Schnabel *et al.*. Nonlinearity-insensitive standard-fiber transmission based on optical-phase conjugation in a semiconductor-laser amplifier [J]. *Electron. Lett.*, 1994, **30**(19): 724~726
- 22 S. Watanabe. Exact compensation for both chromatic dispersion and Kerr effect in a transmission fiber using optical phase conjugation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1996, **14**(3): 243~248
- 23 P. Kaewplung, K. Kikuchi. Simultaneous cancellation of fiber loss, dispersion, and Kerr effect in ultralong-haul optical fiber transmission by midway optical phase conjugation incorporated with distributed Raman amplification [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2007, **25**(10): 3035~3050
- 24 Qu Linjie, Qu Xin. Long-distance optical soliton transmission with large pulse-duty-ratio and large amplifier spacing using phase conjugation and dispersion allocation [J]. *Acta Optica Sinica*, 1997, **17**(5): 565~571
曲林杰, 曲 昕. 利用相位共轭与色散配置实现具有大占空比和大放大器间隔的长距离光孤子传输 [J]. *光学学报*, 1997, **17**(5): 565~571
- 25 J. Li, K. Xu, G. Zhou *et al.*. Performance evaluation for 160-Gb/s optical phase conjugation systems considering dispersion mapping and third-order dispersion [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2007, **5**(2): 63~65
- 26 J. Li, K. Xu, G. Zhou *et al.*. Dispersion-compensation schemes for 160-Gb/s 1200-km transmission by optical phase conjugation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2007, **25**(8): 1986~1995
- 27 P. Minzioni, F. Alberti, A. Schiffrini. Optimized link design for nonlinearity cancellation by optical phase conjugation [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(3): 813~815
- 28 P. Minzioni, I. Cristiani, V. Degiorgio *et al.*. Experimental demonstration of nonlinearity and dispersion compensation in an embedded link by optical phase conjugation [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(9): 995~997
- 29 G. P. Agrawal. Applications of Nonlinear Fiber Optics (2th edition) [M]. Jia Dongfang, Yu Zhenhong Transl. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008
G. P. Agrawal. 非线性光纤光学原理及应用(第二版)[M]. 贾东方, 余震虹 译. 北京:电子工业出版社, 2008
- 30 W. H. Cao, P. K. A. Wai. Picosecond soliton transmission by use of concatenated gain-distributed nonlinear amplifying fiber loop mirrors [J]. *Appl. Opt.*, 2005, **44**(35): 7611~7620
- 31 N. G. R. Broderick, D. J. Richardson, D. Taverner *et al.*. High-power chirped-pulse all-fiber amplification system based on large-mode-area fiber gratings [J]. *Opt. Lett.*, 1999, **24**(8): 566~568
- 32 Chen Weicheng, Xu Wencheng, Luo Aiping. The effect of residual third-order dispersion on phase conjugation polarization solitons and its compensation [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2007, **36**(6): 1601~1604
陈伟成, 徐文成, 罗爱平. 剩余三阶色散对相位共轭偏振孤子的影响及其补偿 [J]. *光子学报*, 2007, **36**(6): 1601~1604

栏目编辑: 王晓球