

强色散管理准线性传输信道内非线性效应及其抑制研究

曹文华 蔡威威 刘超梁

深圳大学电子科学与技术学院, 广东 深圳 518060

摘要 通过数值求解多脉冲耦合的广义非线性薛定谔方程组,对强色散管理准线性光纤传输信道内的非线性效应进行了详细的分析与讨论。比较了不同码型、不同传输功率及不同传输码率情况下信道内四波混频(IFWM)相对于信道内互相位调制(IXPM)和自相位调制(SPM)对传输的影响程度。结果表明,高码率情况下,IFWM对传输的影响最大,SPM的影响最小;随着码率的降低,IFWM及IXPM的影响减弱,SPM的影响相对增强;在码率确定的情况下,随着传输功率的增大,IFWM增强速度最快,IXPM居中,SPM增强速度较慢。将脉冲预展宽应用于强色散管理准线性传输,表明通过大范围的脉冲预展宽可有效地抑制IFWM等信道内非线性效应。

关键词 非线性光学;准线性传输;信道内非线性抑制;脉冲预展宽;强色散管理

中图分类号 TN913.7 文献标识码 A doi: 10.3788/LOP51.011901

Intra-Channel Nonlinear Effects and Their Suppression in Quasi-Linear Strongly Dispersion-Managed Transmission

Cao Wenhua Cai Weiwei Liu Chaoliang

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

Abstract Intra-channel nonlinear effects in quasi-linear strongly dispersion-managed transmission are analyzed in detail by numerically solving the multi-pulse coupled modified nonlinear Schrödinger equations. The influences on transmission of intra-channel four-wave mixing (IFWM), intra-channel cross-phase modulation (IXPM), and self-phase modulation (SPM) are compared for different bit patterns, different transmitted powers, and different bit rates. Results show that, in the case of higher bit rate, IFWM is the most important nonlinearity while SPM plays a negligible role as compared to IFWM or IXPM. As the bit rate decreases, both IFWM and IXPM decline while SPM relatively increases. For a fixed bit rate, all of the three nonlinearities increase with the increase in input power while IFWM has the fastest increasing rate and SPM the lowest one. We propose to apply a large pre-broadening to the input pulses for quasi-linear strongly dispersion-managed transmission and find that it can efficiently suppress intra-channel nonlinear effects such as IFWM, IXPM and SPM.

Key words nonlinear optics; quasi-linear transmission; suppression of intra-channel nonlinear effects; pulse pre-broadening; strong dispersion management

OCIS codes 190.3270; 190.4380; 060.2330

1 引言

现有陆地光纤通信系统普遍采用零色散波长 $\lambda_0=1.31\text{ }\mu\text{m}$ 的标准单模光纤(SSMF)。这种光纤在工作波长 $1.55\text{ }\mu\text{m}$ 的色散很大,色散导致的脉冲展宽严重限制了波分复用(WDM)系统中单个信道的传输速率(10 Gb/s以下)。基于强色散管理(在每个色散管理周期内SSMF引起的脉冲展宽远大于输入脉冲宽

收稿日期: 2013-09-29; 收到修改稿日期: 2013-09-30; 网络出版日期: 2013-12-25

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

作者简介: 曹文华(1963-),男,博士,教授,主要从事高速光纤通信系统方面的研究。E-mail: wcao@szu.edu.cn

本文电子版彩色效果请详见中国光学期刊网www.opticsjournal.net

度)的准线性传输为克服这一难题提供了较好的解决方案^[1]。它通过在传输线路中集总式地插入与SSMF具有相反色散的、高色散系数的色散补偿光纤(DCF)或光纤光栅,使得整个传输线路的平均色散很低甚至为零,既能补偿二阶群速度色散(GVD),也能补偿高阶色散。而且,由于SSMF的色散很大,所有SSMF传输段内的色散长度 L_D 远小于非线性长度 L_{NL} ,超短光脉冲在SSMF中传输时迅速展宽,展宽范围可达几百甚至上千个比特时隙,使得WDM系统中属于不同信道间的非线性效应如互相位调制(XPM)及四波混频(FWM)具有相互抵消的趋势^[2],可大大降低信道间的非线性效应。已有研究表明^[3],相对于色散管理孤子传输[脉冲峰值功率较高,利用自相位调制(SPM)补偿GVD, L_D 与 L_{NL} 数量级相当,采用弱色散管理将脉冲展宽限制在一个比特时隙以内,色散管理周期远小于放大器间距],准线性传输更适合单信道比特率高于40 Gb/s的WDM系统。

然而,在所有准线性传输系统中,由于光脉冲在其被指定的比特槽内大大展宽,虽然减弱了WDM各信道之间的非线性相互作用,但大范围的脉冲重叠使得属于同一信道内的脉冲相互作用急剧增强,结果又产生了新的非线性效应^[4-5],即信道内的互相位调制(IXPM)和信道内的四波混频(IFWM)。IXPM导致接收信号的定时抖动,IFWM不仅导致“1”比特振幅抖动,而且还在“0”比特位置产生虚假脉冲(又称“鬼脉冲”)。对于给定的传输线路,信道速率愈高,IXPM和IFWM导致的传输失真愈显著^[6]。

国内外针对信道内非线性的抑制已有很多研究,主要包括:最佳预啁啾补偿^[6-7],设计合适的色散管理图^[8-10],相位调制^[11-16],偏振调制^[17],信道编码^[18-19],子信道复用^[20],中距相位共轭^[21-24],以及相干检测结合数字信号处理^[25-26]。这些方法各具特色,但也有各自的局限性,主要问题包括:1)需要对现有传输线路进行较大改动^[8-10,21-23],代价太高。2)在非线性抑制的机理上存在缺陷。例如,设计合适的色散管理图^[27]虽然能抑制IFWM引起的振幅抖动,却无法抑制IFWM产生的鬼脉冲;再如,由于传输比特流的随机性,所有的相位调制方法只能在较短的比特序列内消除IFWM所需的相位匹配条件,而对一些最坏的比特模式(如中间为“0”,两边连“1”)的非线性抑制能力很差^[11-12]。3)编、译码过程复杂,增大了信息冗余度^[18-19]。4)若采用相干通信系统,接收端采取电域数字信号处理实现非线性补偿,受芯片处理速度限制^[25-26],不仅实时性差,系统价格也居高不下,一时难以普及。

针对基于中距相位共轭的准线性传输,我们最近提出了一个简单有效的信道内非线性效应抑制方法^[24],即在发送端采用高色散器件如啁啾光纤布拉格光栅(CFBG)对输入脉冲进行大范围的脉冲预展宽,同时在接收端采用相应的CFBG进行脉冲压缩,以弥补一般情况下传输线路上光功率演化关于相位共轭器不对称的缺陷。该方法与最佳预啁啾补偿具有本质区别^[24],最近也被应用于相干传输系统,研究表明^[26],通过大范围的脉冲预展宽可以简化接收端通过数字信号处理补偿非线性效应的难度。

文献[24]的研究针对的是基于中距相位共轭的准线性传输,而且数值模型中没有考虑IFWM效应,仅通过分析指出:既然脉冲预展宽能抑制IXPM,也应该能抑制IFWM,因为二者同样起源于折射率与光强度有关的光学克尔效应。本文通过数值计算,对强色散管理准线性传输过程中信道内非线性效应进行了详细的分析与讨论,比较了不同码型、不同传输功率以及不同传输速率等情况下IFWM相对于IXPM和SPM对脉冲传输的影响程度,表明通过大范围的脉冲预展宽可以有效地抑制IFWM等信道内非线性效应。

应该指出的是,关于信道内非线性效应对准线性传输的影响,以前的研究通常采用微扰法^[6,28-29],即:相对于色散而言,将非线性当作微扰项,通过解析分析或简单的数值计算便可获得传输结果。微扰法结果简明直观、计算量小,但随着传输功率的增大以及传输距离的增加,其精度迅速下降。本文采用分步傅里叶数值计算方法,对描述光纤中4 bit耦合传输的非线性薛定谔方程组进行数值求解,有利于更精确细致地了解和比较信道内非线性效应对传输结果的影响程度。

2 传输方案及基本方程

传输方案如图1所示。光发射机输出的归零(RZ)码超短光脉冲序列经CFBG1展宽后进入周期性色散补偿及集总放大的传输线路,每个传输段内的DCF完全补偿SSMF的GVD,掺铒光纤放大器(EDFA)正好补偿SSMF及DCF引起的传输损耗。接收端连接CFBG2提供与CFBG1等值异号的GVD,对展宽后的脉冲进行压缩。

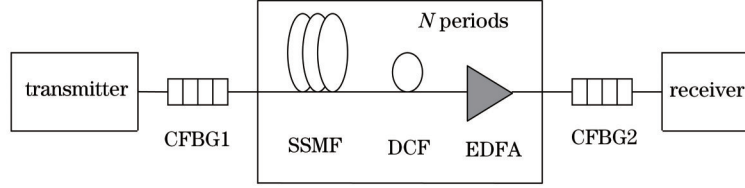


图1 强色散管理准线性传输方案

Fig.1 Schematic diagram of quasi-linear strongly dispersion-managed transmission

有关信道内非线性效应特别是IFWM的产生机制已有很多论述^[1-2],这里不再重复。对于WDM系统中的某一信道,设输入端“0”、“1”比特序列具有以下形式:

$$u(0, \tau) = \sum_{n=1}^N u_n(0, \tau - \tau_n), \quad (1)$$

式中 $\tau_n = nT_b$, T_b 为任一比特的归一化时隙宽度(或相邻比特的归一化时间间隔), $u_n(0, \tau - \tau_n)$ 表示第 n 个比特的归一化复振幅。若第 n 个比特对应“1”码,则 u_n 决定初始脉冲的振幅和形状;若某个比特对应“0”码,则假设其形状与“1”码相同但振幅远小于“1”码。

(1)式中的 $u(0, t)$ 代表输入端线性叠加后的总光场复振幅。任意传输距离处的总光场复振幅仍然是各比特复振幅的线性叠加:

$$u(\xi, \tau) = \sum_{n=1}^N u_n(\xi, \tau - \tau_n). \quad (2)$$

在同时考虑光纤损耗、EDFA增益、GVD以及非线性效应的情况下,(2)式表示的总光场复振幅满足下述修正后的非线性薛定谔方程:

$$i \frac{\partial u}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u = -\frac{i}{2} \Gamma u + \frac{i}{2} \mu u. \quad (3)$$

(3)式左边第二项表示GVD效应,其中正负符号的选取分别对应SSMF的反常色散和DCF的正常色散。左边第三项代表非线性效应,右边第一、二项分别对应光纤损耗和EDFA增益。

将(2)式代入(3)式,并注意 $|u|^2 = uu^* = \left(\sum_{n=1}^N u_n \right) \left(\sum_{n=1}^N u_n \right)^*$, 得

$$\sum_{n=1}^N \left(i \frac{\partial u_n}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u_n}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2} \Gamma u_n - \frac{i}{2} \mu u_n \right) = - \sum_{j,k,l=1}^N u_j u_k^* u_l. \quad (4)$$

(4)式右边总共包括 N^3 个非线性项,代表三种不同的非线性。 $j=k=l$ 对应SPM,计 N 项; $j=k \neq l$ 或 $j \neq k=l$ 对应IXPM,计 $2N(N-1)$ 项; $j \neq k \neq l$ 或 $j=l \neq k$ 对应IFWM,计 $N(N-1)^2$ 项。对于某一被考察比特,具体有哪些非线性项对其传输产生影响由下式决定^[1]:

$$\tau_{j,k,l} = \tau_j + \tau_l - \tau_k, \quad (5)$$

式中 $\tau_{j,k,l}$ 表示被考察比特所处的时间位置, τ_j, τ_l, τ_k 分别表示另外三个比特所处的时间位置。当 $j=k=l$ 时,上述四个比特为同一比特(如 u_j),因而非线性项 $u_j u_k^* u_l = |u_j|^2 u_j$ 表示SPM对被考察比特 u_j 的影响;当 $j=k \neq l$ 时, $\tau_{j,k,l} = \tau_l$, (4)式右边包含 $2u_j u_k^* u_l = 2|u_j|^2 u_l$, 表示第 j 个比特对第 l 个考察比特 u_l 的IXPM;同理,当 $j \neq k=l$ 时, $\tau_{j,k,l} = \tau_j$, $2u_j u_k^* u_l = 2|u_l|^2 u_j$ 表示第 l 个比特对第 j 个考察比特 u_j 的IXPM;当 $j \neq k=l$ 时,上述四个比特所处位置各不相同, $u_j u_k^* u_l$ 表示IFWM对位于 $\tau_{j,k,l} = \tau_j + \tau_l - \tau_k$ 处被考察比特的影响。此时将位于 τ_j 和 τ_l 处的两比特称抽运为比特,将位于 $\tau_{j,k,l}$ 和 τ_k 处的两比特分别称为信号比特和闲置比特,由于 $j \neq l$,故对应非简并IFWM;当 $j=l \neq k$ 时, $u_j u_k^* u_l = u_j^2 u_k^*$ 也表示IFWM对位于 $\tau_{j,k,l} = \tau_j + \tau_l - \tau_k$ 处被考察比特的影响,此时两抽运比特为同一比特,对应简并IFWM。实际上,无论是简并或非简并情况,(5)式也就是IFWM所必须满足的相位匹配条件。

已有研究指出^[20],IXPM和IFWM主要来源于较小范围内的相邻脉冲比特之间的相互作用,来自远处脉冲的重叠对IXPM和IFWM的贡献很小,因为就每个脉冲来说,其瞬时功率向两翼指数衰减。因此,考虑由若干比特组成的有限长序列具有一定的代表意义。现考虑四个相邻比特的传输情况。根据(5)式给出的关

系,(4)式可简化为下述耦合方程组:

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

$$i\frac{\partial u_2}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u_2}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2}\Gamma u_2 - \frac{i}{2}\mu u_2 = -\left(|u_2|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_3|^2 + 2|u_4|^2\right) u_2 - u_3^* u_4^* - 2u_1 u_3 u_2^* - 2u_1 u_4 u_3^*, \quad (7)$$

$$i\frac{\partial u_3}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u_3}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2}\Gamma u_3 - \frac{i}{2}\mu u_3 = -\left(|u_3|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_2|^2 + 2|u_4|^2\right) u_3 - u_2^* u_1^* - 2u_1 u_4 u_3^* - 2u_2 u_4 u_3^*, \quad (8)$$

$$i\frac{\partial u_4}{\partial \xi} \pm \frac{1}{2}\frac{\partial^2 u_4}{\partial \tau^2} + \frac{i}{2}\Gamma u_4 - \frac{i}{2}\mu u_4 = -\left(|u_4|^2 + 2|u_1|^2 + 2|u_2|^2 + 2|u_3|^2\right) u_4 - u_3^* u_2^* - 2u_2 u_3 u_1^*. \quad (9)$$

参数 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 ξ 、 τ 、 Γ 、 μ 分别具有以下形式:

$$\xi = \frac{z}{L_D} = \frac{z|\beta_2|}{T_0^2}, \quad \tau = \frac{t - z/v_g}{T_0}, \quad \Gamma = \alpha L_D = \frac{\alpha T_0^2}{|\beta_2|}, \quad \mu = (g_0 - \alpha)L_D, \quad (10)$$

式中 z 、 t 、 v_g 分别代表实际传输距离、时间以及脉冲包络群速度, T_0 为输入端“1”比特脉冲的半宽度(在峰值强度的 1/e 处), β_2 为 GVD 系数, L_D 为色散长度, g_0 为 EDFA 的小信号增益系数, α 为光纤损耗系数。对于准线性传输,脉冲路径平均宽度很宽,峰值功率很低,因而方程组中忽略了脉冲内拉曼散射效应和三阶色散效应。对于图 1 所示的传输模型,(6)~(9)式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,无需考虑各方程左边的第三项(令 $\Gamma = 0$);当脉冲在 SSMF 中传输时,无需考虑各方程左边的第四项(令 $\mu = 0$);当脉冲在长度为几十厘米甚至更短的 CFBG 中传输时,仅需考虑 GVD 效应。

设初始输入具有以下形式:

$$u(0, \tau) = u_1(0, \tau + 3q_0) + u_2(0, \tau + q_0) + u_3(0, \tau - q_0) + u_4(0, \tau - 3q_0) = A_1 \operatorname{sech}(0, \tau + 3q_0) + A_2 \operatorname{sech}(0, \tau + q_0) + A_3 \operatorname{sech}(0, \tau - q_0) + A_4 \operatorname{sech}(0, \tau - 3q_0), \quad (11)$$

式中 $2q_0$ 表示相邻比特的归一化时间间隔, A_j ($j=1,2,3,4$) 表示第 j 个比特的初始峰值振幅。在后面计算中,设所有“1”比特具有相同的初始宽度和峰值振幅。对于“0”比特,可取其初始峰值振幅为某一微小值(相当于实际系统中的消光比不等于零),且初始宽度和初始形状与“1”比特相同。若用实际物理量表示,则初始峰值振幅 A_j 与实际初始峰值功率 P_j 的关系为

$$A_j^2 = \frac{\gamma P_j T_0^2}{|\beta_2|}. \quad (12)$$

非线性长度定义为^[1]

$$L_{\text{NL}} = \frac{1}{\gamma P_j}, \quad (13)$$

式中 γ 为光纤非线性系数。以下通过数值求解耦合方程组(6)~(9)式,分析强色散管理准线性传输($L_D \ll L_{\text{NL}}$ 或 $A_j^2 \ll 1$)信道内非线性效应对传输结果的影响,考察脉冲预展宽对信道内非线性效应的抑制效果。

3 计算结果及分析

3.1 无脉冲预展宽情况下信道内非线性效应对传输结果的影响

针对不同的输入码型、不同的输入功率以及不同的传输码率(或脉冲宽度),比较 IFWM 相对于 IXPM 和 SPM 对脉冲传输的影响程度。所有计算中,每段 SSMF 及 DCF 长度分别固定为 72.77 km 和 7.277 km, EDFA 间距保持不变(约 80 km),每个 EDFA 的增益正好补偿段内 SSMF 及 DCF 损耗。脉冲中心波长为 1.55 μm , SSMF 在 1.55 μm 处取下述典型参数值: $\beta_2 = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$, $\alpha = 0.046 \text{ km}^{-1}$, $\gamma = 1.3 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ 。取 DCF 的 GVD 系数 $\beta_{2\text{-DCF}} = 200 \text{ ps}^2/\text{km}$, 并假设 DCF 的损耗系数 α 及非线性系数 γ 与 SSMF 相同(实际上,由于每个传输段中 DCF 长度仅为 SSMF 的 1/10,忽略 α 及 γ 的差异对计算结果影响很小)。

首先在输入脉冲宽度、输入脉冲峰值功率和传输码率均保持不变的情况下,考察不同码型的传输情况。设脉冲半峰全宽(FWHM) $T_{\text{FWHM}} = 3 \text{ ps}$ ($T_0 = T_{\text{FWHM}}/1.763 \approx 1.7 \text{ ps}$), 脉冲间距 12.5 ps(传输码率 80 Gb/s)。输

入“1”码及“0”码对应的峰值功率分别约 478 mW 和 4.78 mW, 根据(12)式, 相当于“1”码及“0”码的初始峰值振幅分别取为 0.3 及 0.03。

图 2 给出四种不同码型的传输结果, 传输距离均为 160 km, 相当于图 1 中移去 CFBG1 及 CFBG2 后的两个传输周期。(a)~(d) 表示波形, (e)~(h) 表示频谱, 第 1~4 行分别对应码型“0110”、“1110”、“1010”以及“1001”。在所有的波形及频谱曲线中, 蓝色实线表示初始输入; 绿色点划线表示不考虑 IFWM (仅考虑 IXPM、SPM 以及 GVD) 的传输结果; 红色虚线表示同时考虑 IFWM、IXPM、SPM 以及 GVD 的传输结果。所有的波形和频谱已分别用输入波形和频谱的峰值强度归一化(下同)。

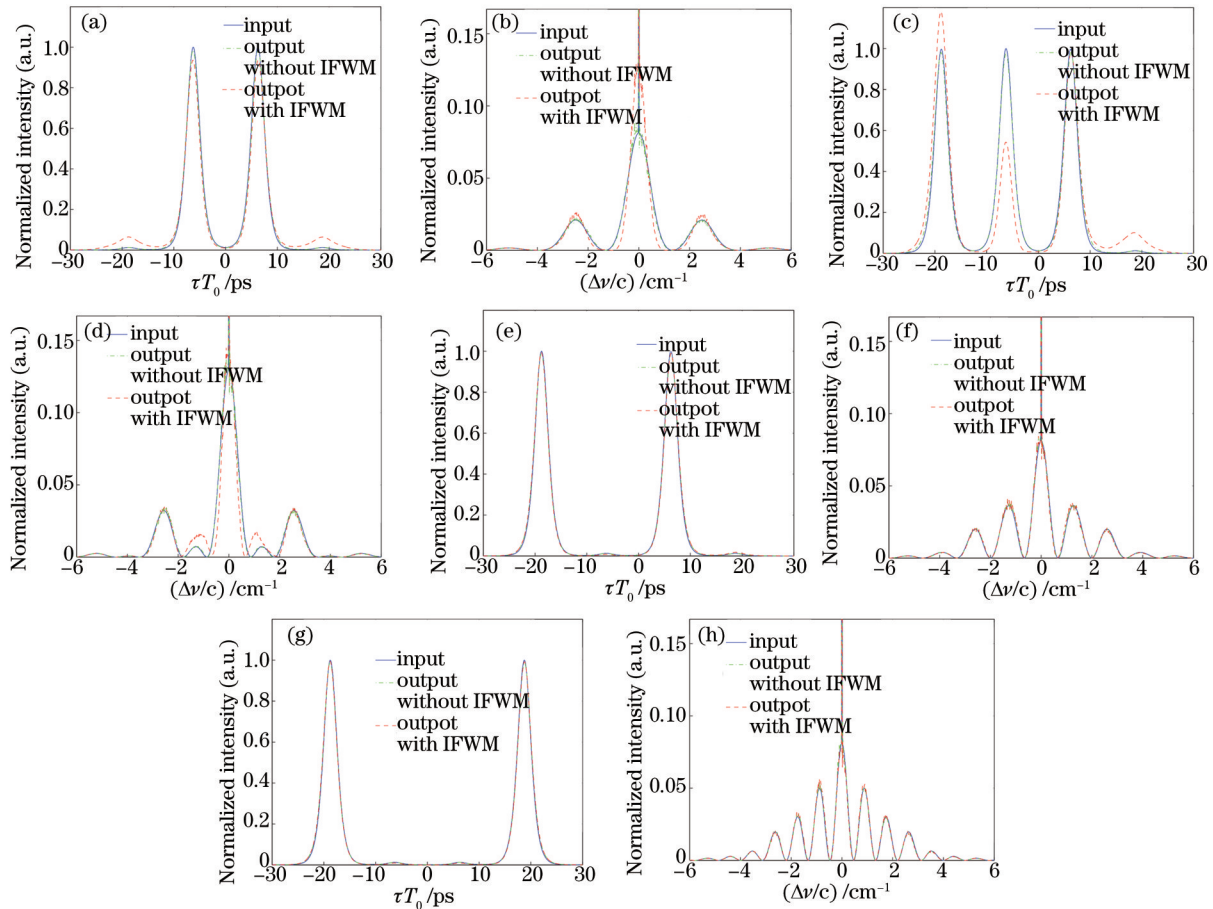


图 2 四种不同码型的传输结果比较。(a)~(d) 曲线表示波形, (e)~(h) 曲线表示频谱。蓝色实线表示初始输入; 绿色点划线表示仅考虑 IXPM、SPM 以及 GVD 而不考虑 IFWM 的传输结果; 红色虚线表示同时考虑 IFWM、IXPM、SPM 以及 GVD 的传输结果

Fig.2 Transmitted pulse shapes (a)~(d) and spectra (e)~(h) of four bit patterns. Blue solid curves represent the input, green dashed-dotted curves represent the output with IXPM, SPM, and GVD but without IFWM, and red dashed curves represent the output with IFWM IXPM, SPM, and GVD.

图 2 表明: 1) 非线性的影响程度与输入码型有关, 即连“1”码型比非连“1”码型受非线性的影响要大得多。连“1”数目越多, “1”码的振幅抖动越大, 同时在“1”码附近产生的鬼脉冲越显著。从频域可看出连“1”情况下频谱中产生的新频率分量也更多。这是因为连“1”码型中的“1”码彼此相距很近, 展宽叠加后, 各叠加上每个“1”码的瞬时强度相对于非连“1”码型要高得多, 因而非线性相互作用很强。基于信道编码^[18-19]的非线性抑制方法就是针对这种情况, 在原始输入码流中插入数据信息之外的“0”码, 从而减少连“1”码型的出现概率, 达到抑制 IFWM 的目的。2) 连“1”情况下, IFWM 对传输结果的影响远大于 IXPM 及 SPM 的联合作用。说明在高码率的准线性传输过程中, IFWM 是信道内最主要的非线性效应。理论上^[1], IXPM 及 SPM 仅起相位调制作用, 并不像 IFWM 那样导致各比特间的能量转移。3) 比较图 2(b)~(d) 中的绿色点划线可发现, 连“1”码型中 IXPM 和 SPM 的联合影响大于非连“1”码型中 IXPM 和 SPM 的联合影响, 对于非连“1”码型, IXPM 和 SPM 的联合影响几乎可以忽略不计, 这说明在连“1”码型中 IXPM 相对于 SPM 起主要作用。

图3给出“1”码峰值功率为1.076 W(对应于峰值振幅 $A_j=0.45$)情况下两种码型的传输结果。这里的传输线路、“1”码初始宽度以及传输码率与计算图2时所设定的完全相同,仅仅是“1”码的峰值功率(或能量)有所增大。由图3可见:1)无论是连“1”或非连“1”码型,随着输入功率的增大,IXPM及SPM的联合影响开始显现(图中的绿色点划线),连“1”情况更明显,说明在IXPM及SPM二者之间,IXPM起主要作用。2)对于连“1”情况,相对于输入功率提高之前[图2(b)、(f)],这里IFWM的破坏性更大(红色虚线),原来的“1”码几乎变为“0”码,“0”码位置的鬼脉冲增强,“1”码宽度也显著增大。

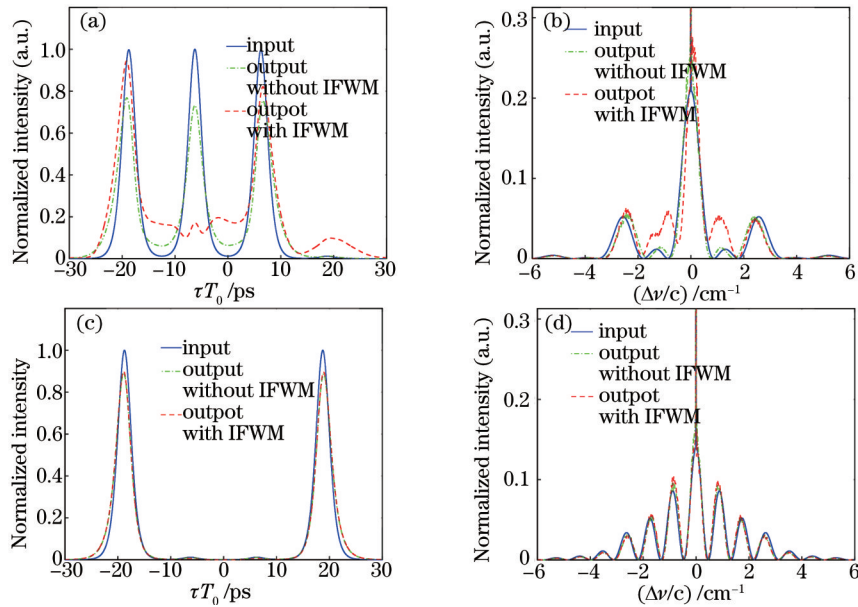


图3 “1”码峰值功率增加后,码型“1110”及“1001”的传输结果。脉冲宽度、码率及传输距离与计算图2所设定的相同
Fig.3 Transmitted results of bit patterns “1110” and “1001” for a higher peak power of bit “1” than that of Fig.2. The input pulse width, bit rate and transmission distance are identical to those of Fig.2

在图3的基础上,进一步将输入“1”码的峰值功率增大到1.913 W(对应于峰值振幅 $A_j=0.6$,其他条件与计算图3所设定的相同),计算结果(这里未以图形给出)表明,IFWM、IXPM以及SPM三者均显著增强;而且,将此计算结果与图2(b)、(f)以及图3进行比较可得出以下规律:在码率确定的情况下,随着传输功率的增大,IFWM增强速度最快,IXPM居中,SPM增强速度最慢。

导致上述结论的根本原因是,这里已违背了准线性传输的基本条件 $L_D \ll L_{NL}$ 。由(10)式及(13)式中 L_D 和 L_{NL} 的定义可知,图3中取“1”码峰值功率 $P_j=1.076$ W,相当于 $L_D/L_{NL}=0.2$,远大于图2中取 $P_j=0.478$ W所对应的 $L_D/L_{NL}=0.09$ 。因此,在设计准线性传输系统时必须遵守 $L_D \ll L_{NL}$ 这一基本要求。当然,输入功率也并非越低越好,输入功率越低,信噪比越差,噪声引起的误码率越大。系统设计应该在输入功率和非线性控制二者之间折中考虑。

图4示出在传输线路与图2完全相同的情况下,改变输入脉冲初始宽度及传输码率后的两种码型传输结果。这里输入脉冲初始宽度 $T_{FWHM}=6$ ps,脉冲间距25 ps(传输码率40 Gb/s)，“1”码包含的能量与图2中相同。对于双曲正割脉冲,脉冲能量 $E_{sech}=2P_j T_{FWHM}/1.763$,其中 P_j 为“1”码的初始峰值功率。由于传输码率减半,这里的平均输入功率也只有图2中的一半,“1”码初始峰值振幅 $A_j=0.3\sqrt{2}$, $L_D/L_{NL}=|A_j|^2=0.18$,准线性传输的要求相对于图2中的 $L_D/L_{NL}=0.09$ 有所放宽。

图4表明:1)即使在准线性传输要求相对于图2有所放宽而“1”码能量又保持不变的情况下,信道内非线性对传输的影响却明显减小;反之,也可以认为,在“1”码能量相同的情况下,“1”码初始宽度越窄,传输码率越高,非线性的影响越大。2)比较图4和图2中的对应码型可看出,随着传输码率的减小,虽然IFWM的影响明显减小,但SPM及IXPM的联合影响反而增大(比较图4和图2中对应码型的绿色点划线)。3)对比图4(a)和图4(c)中的绿色点划线可看出,在连“1”和非连“1”两种情况下,SPM及IXPM的联合影响结果几乎完全相同,这似乎违背以下常识,即连“1”情况下IXPM的作用比非连“1”情况下更大。但真正原因是,随着

传输码率的减小,“1”码间距增大,IXPM的作用相对于SPM减小,SPM及IXPM的联合作用几乎变成SPM的单独作用。

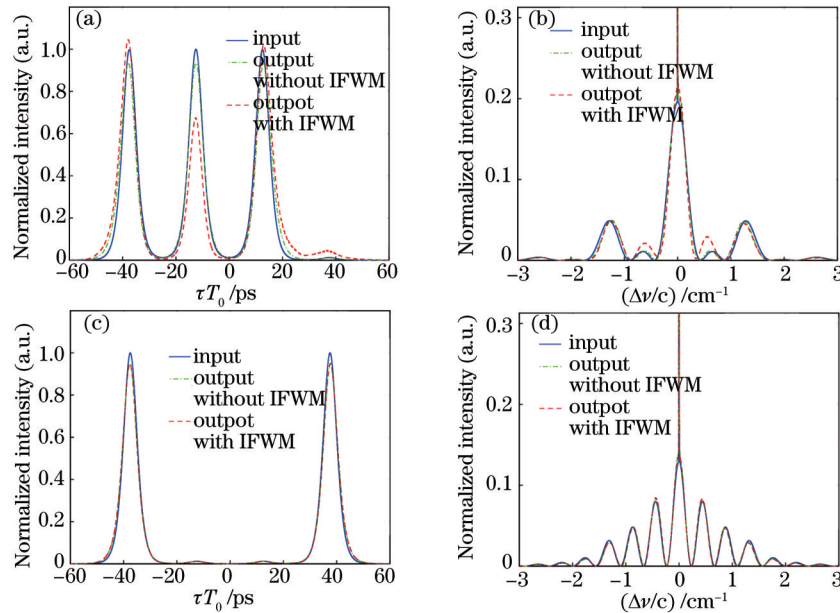


图4 初始脉宽相对于图2加倍、码率减半后,码型“1110”及“1001”的传输结果。传输距离以及“1”码包含的能量与计算图2所设定的相同

Fig.4 Transmitted results of bit patterns “1110” and “1001” when the input pulse width is doubled with a half the bit rate as compared to that of Fig.2. The transmission distance and the energy contained in bit “1” are identical to those of Fig.2

总之,对于高码率的准线性传输,信道内非线性的影响很大,影响程度与输入码型有关,IFWM的影响最大,SPM影响最小;随着传输码率的提高或输入功率的增大,IFWM增强速度最快,IXPM居中,SPM增强速度较慢;反之,在传输码率较低的情况下,IFWM及IXPM作用减弱,SPM作用增强。

3.2 基于脉冲预展宽的信道内非线性效应抑制研究

通过大范围的脉冲预展宽抑制信道内非线性的基本思想如下:IXPM以及SPM与脉冲峰值功率成正比,IFWM与脉冲峰值功率的三次方成正比^[2]。大范围的脉冲预展宽能够在保证平均功率不变(因而对信噪比的影响不大)情况下,在传输之前有效地降低脉冲峰值功率,从而抑制非线性。虽然脉冲预展宽会导致大范围的脉冲重叠,但IXPM和IFWM主要来源于较小范围内的相邻脉冲之间的作用^[29],来自远处脉冲的重叠对IXPM和IFWM的贡献很小,因为就每个脉冲来说,其瞬时功率向两翼指数衰减。

确实,几乎就在我们最初提出该方法^[24]的同时,也有人^[26]对相干传输进行了研究,指出大范围的脉冲预展宽可以简化接收端通过数字信号处理对色散和非线性进行补偿的难度。本文首次将脉冲预展宽应用于强色散管理准线性传输,同时考虑了文献[24]中没有考虑的IFWM效应。应该说明的是,这里的脉冲预展宽与熟知的最佳预啁啾补偿^[6-7]具有不同含义,本质区别见下文。

CFBG能提供很大的色散,色散系数 β_2^s 可正可负,典型值很容易达到 $10^7 \text{ ps}^2/\text{km}$ 。在图1所示的传输方案中,设CFBG1和CFBG2具有相同的长度 L_g 和等值异号的色散系数 β_2^s 。

针对连“1”码型“1110”,图5给出两种不同程度预展宽后的传输结果(绿色点划线及红色虚线)以及无预展宽的传输结果(黑色点线)。初始输入(蓝色实线)与计算图2(b)、(f)所设定的完全相同,传输线路也与计算图2所设定的相同,仅仅是增加了CFBG1和CFBG2。计算中包含了IFWM、IXPM及SPM所有的非线性,图5中的黑色点线也就对应着图2(b)、(f)中的红色虚线。设CFBG1和CFBG2的色散系数 β_2^s 分别为 $-1.82 \times 10^6 \text{ ps}^2/\text{km}$ 及 $1.82 \times 10^6 \text{ ps}^2/\text{km}$,则 $L_g=20, 40 \text{ cm}$ 所对应的预展宽分别为 $\beta_2^s L_g = -364, -728 \text{ ps}^2$ 。这里设输入端CFBG1提供反常色散是考虑到应该与SSMF的色散极性相同,以免进入SSMF后出现啁啾脉冲压缩。

图5表明,脉冲预展宽程度越大,对非线性的抑制效果越好。当 $L_g=40 \text{ cm}$ 时(此时脉冲被展宽到原来的138倍),便可达到较理想的效果(图中以红色虚线表示)。当 $L_g=50 \text{ cm}$ 时(图中未示出),输出的波形和频谱

与输入基本重合。

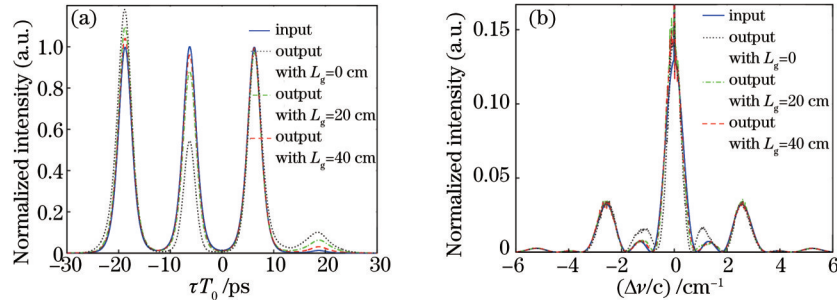


图5 预展宽的传输结果(绿色点划线及红色虚线)与无预展宽传输结果(黑色点线)比较。蓝色实线表示的初始输入以及传输距离与计算图2(c)、(d)所设定的完全相同

Fig.5 Comparison between the transmission results with (green dashed-dotted and red dashed) and without (black dotted) pulse pre-broadening. The input (blue solid) and the transmission distance are identical to those of Figs.2(c) and (d)

图6在图5的基础上更详细地示出了非线性抑制效果与脉冲预展宽程度的关系。传输线路及初始输入条件与计算图5所设定的完全相同,即:EDFA间距80 km,总传输距离160 km,输入码型“1110”,输入“1”码宽度 $T_{\text{FWHM}}=3$ ps,输入“1”码峰值功率478 mW,传输码率80 Gb/s。通过等量改变输入、输出两端CFBG长度,得到输出端三个“1”码峰值强度抖动以及鬼脉冲峰值强度相对于其输入时的比值。这里“1”码峰值强度抖动的定义为对于某个“1”码,输出、输入两端峰值强度之差占输入端峰值强度的百分数。图中同时示出了三个“1”码的峰值强度抖动,分别用蓝色实线、红色虚线、绿色点划线代表码型“1110”的左侧“1”码、中央“1”码以及右侧“1”码的峰值强度抖动。

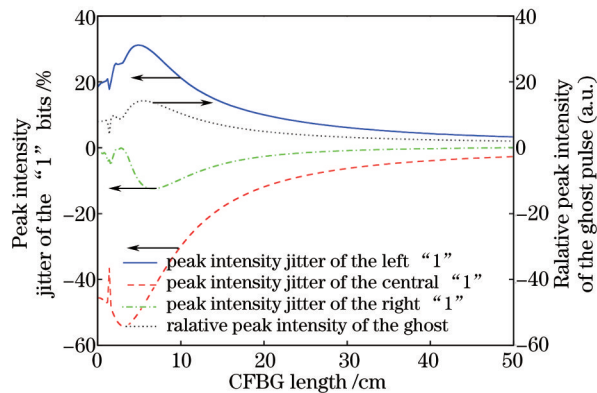


图6 “1”码峰值强度抖动以及鬼脉冲相对峰值强度与CFBG长度的关系。传输距离及初始输入与计算图5所设定的完全相同

Fig.6 Peak intensity jitter of the “1” bits and relative peak intensity of the ghost pulse as functions of CFBG length.

The input and the transmission distance are identical to those of Fig.5

特别有趣的是,无论是“1”码峰值强度抖动还是鬼脉冲的相对峰值强度,并非随着CFBG长度的增加(即预展宽程度的增大)而单调地减小,而是几乎同步地先出现一个极小值 $L_g \approx 1.4$ cm(处),再出现一个极大值($L_g \approx 3 \sim 5$ cm处),经过极大值之后再单调减小。对此现象解释如下。

如前面所述,在传输线路上已设定每个传输段内的DCF完全补偿SSMF的色散,因而除了CFBG1和CFBG2之外,整条传输线路的平均色散为零,剩下的主要是非线性。传输过程中,非线性与局部色散的累积作用导致信号波形和频谱的失真。这时,如果在输入端插入长度合适的、具有适量反常色散的CFBG1,就能使得后续传输的平均色散不为零,正是这一适量的平均反常色散部分抵消了非线性,使得图6中出现了极小值。实际上,这就是最佳预啁啾补偿^[6-7]的基本思想。

如果CFBG1长度进一步增加,脉冲预展宽程度就会继续增大,相邻脉冲重叠程度加大,故非线性的影响逐渐增强。但是,如果CFBG1足够长(或脉冲预展宽程度足够大),进入每段SSMF的脉冲峰值功率就足够低。虽然脉冲进一步重叠有增大非线性的趋势,但相比峰值功率大大降低对非线性的抑制作用,后者占优。这就是图中出现极大值的根本原因。

图6还表明,随着CFBG1长度的继续增加,脉冲预展宽对非线性的抑制速度逐渐减小,抑制效果趋于平

稳。这是因为当脉冲展宽到足够程度以后,原来的脉冲传输逐渐接近连续波传输,剩余的非线性取决于平均功率。因此,实际设计系统时,仅需要将脉冲预展宽到一定程度,并非越宽越好。

4 结 论

对于强色散管理准线性传输,比较了不同码型、不同传输功率以及不同传输码率等情况下IFWM相对于IXPM和SPM对信号传输的影响程度。高码率传输情况下,IFWM对传输结果的影响最大,SPM影响最小;随着传输码率的降低,IFWM及IXPM的影响减弱,SPM的影响相对增强;传输码率确定情况下,随着传输功率的增大,IFWM增强速度最快,IXPM居中,SPM增强速度最慢;所有情况下,连“1”码型受非线性的影响远大于非连“1”码型。通过脉冲预展宽可以有效地抑制IFWM等信道内的非线性效应。对于给定的初始输入和传输线路,脉冲预展宽程度必须足够大,否则难以达到理想的抑制效果。

参考文献

- 1 G P Agrawal. Applications of Nonlinear Fiber Optics (2nd edn.)[M]. New York: Academic Press, 2008. 7
- 2 R -J Essiambre, G Raybon, B Mikkelsen, *et al.*. Optical Fiber Telecommunication, Vol. 4B[M]. San Diego: Academic Press, 2002. Chap.6.
- 3 Cai Ju, Sun Jie. Comparison of two kinds of high-speed long-haul nonlinear optical transmissions systems[J]. Acta Photonica Sinica, 2010, 39(suppl): 83-87.
蔡 炬, 孙 捷. 两类高速长距离非线性光传输系统的比较[J]. 光子学报, 2010, 39(增刊): 83-87.
- 4 R -J Essiambre, B Mikkelsen, G Raybon. Intra-channel cross-phase modulation and four-wave mixing in high-speed TDM systems[J]. Electron Lett, 1999, 35(18): 1576-1577.
- 5 Cai Ju, Yang Xianglin. Intrachannel nonlinear effects in optical time division multiplexing dispersion-managed 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.
- 6 S Kumar, J C Mauro, S Raghavan, *et al.*. Intrachannel nonlinear penalties in dispersion-managed transmission systems [J]. IEEE J Sel Top Quantum Electron, 2002, 8(3): 626-631.
- 7 R I Killely, H J Thiele, V Mikhailov, *et al.*. Reduction of intrachannel nonlinear distortion in 40-Gb/s WDM transmission over standard fiber[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2000, 12(12): 1624-1626.
- 8 A Mecozzi, C B Clausen, M Shtaif, *et al.*. Cancellation of timing and amplitude jitter in symmetric links using highly dispersed pulses[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2001, 13(5): 445-447.
- 9 A G Striegler, B Schmanuss. Compensation of intrachannel effects in symmetric dispersion-managed transmission systems[J]. J Lightwave Technol, 2004, 22(8): 1877-1882.
- 10 H Wei, D V Plant. Intra-channel nonlinearity compensation with scaled translational symmetry[J]. Opt Express, 2004, 12(18): 4282-4296.
- 11 K S Cheng, J Conradi. Reduction of pulse-to-pulse interaction using alternative RZ formats in 40-Gb/s systems [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2002, 14(1): 98-100.
- 12 X Liu, X Wei, A H Gnauck, *et al.*. Suppression of intrachannel four-wave-mixing-induced ghost pulses in high-speed transmissions by phase inversion between adjacent marker blocks[J]. Opt Lett, 2002, 27(13): 1177-1179.
- 13 Qin Xi, Zhang Feng, Lu Bo, *et al.*. Intrachannel four-wave mixing in high speed optical fiber transmission systems with different modulation for mats[J]. J Xidian University, 2007, 34(suppl): 43-46.
秦 曦, 张 峰, 吕 博, 等. 高速光纤传输系统中不同调制码型下的带内四波混频[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2007, 34(增刊): 43-46.
- 14 N Alic, Y Fainman. Data-dependent phase coding for suppression of ghost pulses in optical fibers[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2004, 16(4): 1212-1214.
- 15 H G Batshon, I B Djordjevic, B V Vasic, *et al.*. An improved technique for suppression of intrachannel four-wave mixing in 40-Gb/s optical transmission systems[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2007, 19(2): 67-69.
- 16 M Zou, M Chen, S Xie. Suppression of ghost pulses in 40 Gbps optical transmission systems with fixed-pattern phase modulation[J]. Opt Express, 2005, 13(7): 2251-2255.
- 17 S Wabnitz, K S Turitsyn. Mitigation of nonlinear and PMD impairments by bit-synchronous polarization scrambling[J].

- J Lightwave Technol, 2012, 30(15): 2494–2501.
- 18 B Slater, S Boscolo, A Shafarenko, *et al.*. Mitigation of patterning effects at 40 Gbits/s by skewed channel pre-encoding [J]. J Optical Netw, 2007, 6(8): 984–990.
- 19 A Shafarenko, A Skidin, S K Turitsyn. Weakly-constrained codes for suppression of patterning effects in digital communications[J]. IEEE Trans Commun, 2010, 58(10): 2845–2854.
- 20 J Zweck, C R Menyuk. Reduction of intrachannel four-wave-mixing using subchannel multiplexing[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2003, 15(2): 323–325.
- 21 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.
- 22 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.
- 23 Jianqiang Li, Kun Xu, Guangtao Zhou, *et al.*. Performance evaluation for 160-Gb/s optical phase conjugation systems considering dispersion mapping and third-order dispersion[J]. Chinese Opt Lett, 2007, 5(2): 63–65.
- 24 Cao Wenhua, Wang Yong, Liu Songhao. Dispersion and nonlinearity compensation in optical fiber communication systems by optical phase conjugation incorporated pulse prechirp[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(9): 0906005.
曹文华, 王 勇, 刘颂豪. 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[J]. 光学学报, 2012, 32(9): 0906005.
- 25 L Zhu, G Li. Nonlinearity compensation using dispersion-folded digital backward propagation[J]. Opt Express, 2012, 20(13): 14362–14370.
- 26 S Turitsyn, M Sorokina, S Derevyanko. Dispersion-dominated nonlinear fiber-optic channel[J]. Opt Lett, 2012, 37(14): 2931–2933.
- 27 H Wei, D V Plant. Reversing intrachannel ghost-pulse generation by midspan self-phase modulation[J]. Opt Lett, 2005, 30(18): 2366–2368.
- 28 A Mecozzi, C B Clausen, M Shtaif. System impact of intra-channel nonlinear effects in highly dispersed optical pulse transmission[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2000, 12(12): 1633–1635.
- 29 M J Ablowitz, T Hirooka. Resonant nonlinear intrachannel interactions in strongly dispersion-managed transmission systems[J]. Optics Letters, 2000, 25(24): 1750–1752.