

文章编号: 0258-7025(2007)01-0064-05

# 色散补偿方式对相位调制系统中 相位噪声的影响

秦 曦, 陈 勇, 曹继红, 张 峰, 简水生  
(北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044)

**摘要** 分别推导了相位调制系统中采用色散预补偿方式和后补偿方式下非线性相位噪声的计算公式, 基于此对这两种色散补偿方式下的相位噪声、功率容限以及最优信号峰值功率进行了详细的分析和讨论, 结果表明: 采用色散预补偿方式较后补偿方式能更有效地抑制非线性相位噪声, 其对非线性相位噪声的抑制能力随着信号能量、放大自发辐射(ASE)的功率谱密度以及传输距离的增加而提高; 同时, 色散预补偿系统具有更高的功率容限; 色散的作用使系统的最优信号峰值功率增大, 最佳相移大于 1 rad; 色散预补偿系统的最优信号峰值功率大于色散后补偿系统。

**关键词** 光通信; 相位调制; 非线性相位噪声; 相位噪声; 色散预补偿; 色散后补偿  
**中图分类号** TN 929.11 **文献标识码** A

## Influence of Dispersion Compensation Schemes on Phase Noise of Phase Modulation Systems

QIN Xi, CHEN Yong, CAO Ji-hong, ZHANG Feng, JIAN Shui-sheng  
(*Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China*)

**Abstract** The formulas for calculating nonlinear phase noise are proposed for both dispersion pre-compensation and post-compensation schemes. Based on these formulas, the phase noise, power tolerance and optimal signal peak power of both dispersion compensation schemes are analyzed and discussed in detail, respectively. Compared with the post-compensation scheme, pre-compensation scheme is more effective in reducing the nonlinear phase noise. Its suppression ability is improved with signal energy, amplified spontaneous emission (ASE) power spectral density and transmission distance increasing. The pre-compensation system possesses higher power tolerance than post-compensation system, and the optimal signal power is increased when dispersion is taken into account, which results in the optimal phase shift greater than 1 rad. And the optimal signal power for pre-compensation system is larger than post-compensation system.

**Key words** optical communication; phase modulation; nonlinear phase noise; phase noise; dispersion pre-compensation; dispersion post-compensation

## 1 引 言

由于不同码型的传输性能存在较大的差别<sup>[1~3]</sup>, 为提高光纤通信系统的容量, 选择高性能的传输码型尤为重要。平衡接收的差分相移键控(Differential Phase-Shift Keying, DPSK)<sup>[4]</sup>等相位

调制码型由于具有接收机灵敏度高、抗非线性能力强、适合于高频谱效率传输等优点, 在长距离大容量的波分复用(WDM)传输系统中显示出了很强的优势。在采用级联放大器来补偿损耗的相位调制光纤传输系统中, 由放大器放大自发辐射(ASE)噪声引起的线性相位噪声和由放大自发辐射与克尔(Kerr)

收稿日期: 2006-04-27; 收到修改稿日期: 2006-06-20

基金项目: 国家自然科学基金(60337010, 60437010)重点资助项目。

作者简介: 秦 曦(1981—), 女, 壮族, 广西南丹人, 博士研究生, 主要从事高速光纤传输系统关键技术及其相关器件以及光纤非线性的应用等方面的研究。E-mail: biancaiqin@263.net

导师简介: 简水生(1929—), 男, 江西人, 中国科学院院士, 教授, 博士生导师, 研究领域包括光纤通信、光纤传感、光纤有源无源器件以及光纤网络等。E-mail: ssjian@center.njtu.edu.cn

效应相互作用引起的非线性相位噪声会同时对系统性能产生影响,其中,这种非线性相位噪声通常被称为自相位调制(SPM)引起的非线性相位噪声。相位噪声叠加在信号相位上,限制了相位调制系统的传输距离,因此,有必要研究相位噪声的性能。许多研究者已经在这方面进行了大量的努力<sup>[5~8]</sup>。Gordon 和 Mollenauer<sup>[5]</sup>在忽略色散作用的情况下,得出了放大自发辐射噪声自由度为 2 的传输系统中非线性相位噪声方差的理论表达式,认为当非线性相位噪声引起的相移约为 1 rad 时,系统的相位噪声最小;最近,Shiva Kumar<sup>[6]</sup>采用一阶微扰近似推导出考虑色散作用时准线性传输系统中非线性相位噪声方差的表达式,认为色散的存在抑制了非线性相位噪声,且色散值越大,系统的非线性相位噪声越小。本文在文献[6]的基础上,分别推导了色散预补偿和色散后补偿系统中非线性相位噪声方差的理论表达式,由此出发,对不同色散补偿方式下的相位噪声、功率容限以及最优信号峰值功率进行了详细的理论分析和数值模拟。

## 2 理论模型

在周期放大的光纤传输系统中,光场包络  $u(z, t)$  的传输满足方程<sup>[6]</sup>

$$i \frac{\partial u}{\partial z} - \frac{\beta_2(z)}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = -\gamma \exp[-\omega(z)] |u|^2 u + iR(z, t), \quad (1)$$

式中  $\beta_2(z)$  为色散分布,  $\gamma$  为非线性系数,  $\omega(z) = \int_0^z \alpha(z) ds$ ,  $\alpha(z)$  为损耗 - 增益分布,  $R$  为由周期放大而产生的噪声场,可表示为  $R(z, t) = \sum_{n=1}^{N_a} \delta(z - nL) \times \delta u_n$ ,  $L$  为放大器间隔,  $N_a$  为放大器个数,  $\delta u_n$  为放大器的噪声。通过采用一阶微扰法求解(1)式,得到  $t = 0$  时刻相位调制系统中由放大器的放大自发辐射噪声和自相位调制效应相互作用而产生的非线性相位噪声方差在  $t = 0$  处的理论表达式为<sup>[6]</sup>

$$\langle \delta \phi_{NL}^2 \rangle = 2\gamma^2 \rho E h_i^2(0) (I_2 + K^2 I_4 + 2KI_3) / T_{\text{eff}}^2, \quad (2)$$

式中  $I_j = \sum_{n=1}^{N_a} n^j$ ,  $\rho = n_{\text{sp}} \hbar \omega (G - 1)$  为放大自发辐射的功率谱密度<sup>[5]</sup>, 其中  $\hbar$  为普朗克(Plank)常量,  $\omega$  为光频率,  $n_{\text{sp}}$  为放大器的自发辐射因子,  $E$  为脉冲能量,  $T_{\text{eff}} = \sqrt{\pi} T_0$  为脉冲有效宽度, 定义为脉冲能量与峰值功率的比值,  $T_0$  为  $1/e$  强度处的脉冲半宽度。

$$h_r = \text{Re}(h), K = \frac{2\gamma E h_i(0)}{T_{\text{eff}}}, \text{其中 } h_i = \text{Im}(h),$$

$$h(t) = T_0^2 \int_0^L \frac{\exp[-\alpha_0 r - \Delta(r)t^2] dr}{[T_0^4 + 3S^2(r) + 2iT_0^2 S(r)]^{1/2}},$$

$$\Delta(r) = \frac{T_0^2 - iS(r)}{T_0^2 [T_0^2 + i3S(r)]},$$

当  $t = 0$  时

$$h(0) = T_0^2 \int_0^L \frac{\exp(-\alpha_0 r) dr}{[T_0^4 + 3S^2(r) + 2iT_0^2 S(r)]^{1/2}},$$

$\alpha_0$  为光纤的损耗系数,  $S(r) = \int_0^r \beta_2(s) ds$  为系统的累积色散。

为与文献[6]保持一致,本文所考察的系统在放大器间隔内由两段长度相等,损耗和非线性特性完全一致的光纤组成,且传输光纤与色散补偿光纤色散值大小相等,符号相反,采用色散预补偿时,每个传输段中,先通过工作于正常色散区的色散补偿光纤,再经过工作于反常色散区的传输光纤,色散后补偿时两光纤的位置互换,其他参数不变。

当  $0 \leq r \leq L/2$  时,  $S(r) = \int_0^r \beta_2(s) ds = \beta_2 r$ ; 当  $L/2 \leq r \leq L$  时,  $S(r) = \int_0^r \beta_2(s) ds = \beta_2 L - \beta_2 r$ , 因此,  $h(0)$  可改写为

$$h(0) = T_0^2 \int_0^{L/2} \frac{\exp(-\alpha_0 r) dr}{(T_0^4 + 3\beta_2^2 r^2 + 2iT_0^2 \beta_2 r)^{1/2}} + T_0^2 \int_{L/2}^L \frac{\exp(-\alpha_0 r) dr}{[T_0^4 + 3\beta_2^2 (L-r)^2 + 2iT_0^2 \beta_2 (L-r)]^{1/2}}, \quad (3)$$

对(3)式中  $L/2 \sim L$  部分的积分进行变量代换,  $r \rightarrow L - r$ , 并进行幅度和相位的分离,得

$$h(0) = T_0^2 \int_0^{L/2} A(r) \exp[i\theta(r)] dr, \quad (4)$$

其中,  $A(r) = \frac{\exp(-\alpha_0 r) + \exp[-\alpha_0 (L-r)]}{[(T_0^4 + 3\beta_2^2 r^2)^2 + 4T_0^4 \beta_2^2 r^2]^{1/4}}$ ,

$$\theta(r) = -\frac{1}{2} \arctan B(r), B(r) = \frac{2T_0^2 \beta_2 r}{T_0^4 + 3\beta_2^2 r^2}, \text{所以}$$

$$h_r(0) = T_0^2 \int_0^{L/2} A(r) \cos\theta(r) dr,$$

$$h_i(0) = T_0^2 \int_0^{L/2} A(r) \sin\theta(r) dr. \quad (5)$$

由于积分区间为  $0 \sim L/2$ , 只需考虑前半段光纤的色散特性。

采用色散预补偿时,  $\beta_2^{\text{pre}} > 0$ , 因此  $B^{\text{pre}}(r) > 0$ , 根据反正切函数定义域与值域的对应关系, 此时  $-\pi/2 \leq \theta^{\text{pre}}(r) < 0$ , 处于第四象限; 采用色散后补偿时,  $\beta_2^{\text{post}} < 0$ , 因此  $B^{\text{post}}(r) < 0$ , 同理, 此时  $0 < \theta^{\text{post}}(r) \leq \pi/2$ , 处于第一象限, 其中上标 pre 和 post 分别指色散预补偿和色散后补偿。对本文所考察的

系统,预补偿和后补偿时光纤的色散存在关系式: $\beta_{\frac{1}{2}}^{\text{pre}} = -\beta_{\frac{1}{2}}^{\text{post}}$ ,相应地,有 $B^{\text{pre}}(r) = -B^{\text{post}}(r)$ , $\theta^{\text{pre}}(r) = -\theta^{\text{post}}(r)$ 。由于 $A(r)$ 与色散符号无关,根据三角函数和反三角函数的性质,代入(5)式,得

$$h_r^{\text{pre}}(0) = h_r^{\text{post}}(0), \quad h_i^{\text{pre}}(0) = -h_i^{\text{post}}(0), \quad (6)$$

同时,由于 $A(r) \geq 0$ ,且对于色散预补偿, $\cos\theta^{\text{pre}}(r) > 0$ , $\sin\theta^{\text{pre}}(r) < 0$ ,对色散后补偿, $\cos\theta^{\text{post}}(r) > 0$ , $\sin\theta^{\text{post}}(r) > 0$ ,因此

$$\begin{aligned} h_r^{\text{pre}}(0) &> 0, & h_i^{\text{pre}}(0) &< 0, \\ h_r^{\text{post}}(0) &> 0, & h_i^{\text{post}}(0) &> 0, \end{aligned} \quad (7)$$

将(5)~(7)式代入(2)式,分别得到采用色散预补偿和色散后补偿时系统的非线性相位噪声的方差为

$$\langle \delta\phi_{\text{NL}}^2 \rangle^{\text{pre}} = 2\gamma^2 \rho E h_r^2(0) (I_2 + K^2 I_4 - 2|K|I_3) / T_{\text{eff}}^2, \quad (8)$$

$$\langle \delta\phi_{\text{NL}}^2 \rangle^{\text{post}} = 2\gamma^2 \rho E h_r^2(0) (I_2 + K^2 I_4 + 2|K|I_3) / T_{\text{eff}}^2, \quad (9)$$

(8)与(9)式的差为

$$\begin{aligned} \Delta \langle \delta\phi_{\text{NL}}^2 \rangle &= \langle \delta\phi_{\text{NL}}^2 \rangle^{\text{post}} - \langle \delta\phi_{\text{NL}}^2 \rangle^{\text{pre}} = \\ &8\gamma^2 \rho E h_r^2(0) |K| I_3 / T_{\text{eff}}^2, \end{aligned} \quad (10)$$

分析(8)~(10)式可知,与色散后补偿相比,采用色散预补偿方式可更有效地抑制非线性相位噪声,且其抑制能力随着信号能量、放大自发辐射的功率谱密度以及传输距离的增加而提高。

另外,由放大自发辐射产生的线性相位噪声满足<sup>[5]</sup>

$$\langle \delta\phi_l^2 \rangle = \frac{N_a \rho}{2E}. \quad (11)$$

当线性相位噪声和非线性相位噪声都较小时,总的相位噪声的方差可近似等于线性相位噪声的方差与非线性相位噪声的方差之和<sup>[6]</sup>,本文对总相位噪声的分析也基于这一近似。

### 3 数值仿真和分析

采用以上推导出的预补偿和后补偿情况下非线性相位噪声的方差公式,对非线性相位噪声和总相位噪声随信号功率、传输距离以及光纤色散的变化关系进行仿真,主要参数为: $T_0 = 5$  ps,光纤损耗 $\alpha_0 = 0.2$  dB/km,非线性系数 $\gamma = 2.43$  W<sup>-1</sup>·km<sup>-1</sup>,放大器噪声系数 $n_{\text{sp}} = 1$ , $L = 80$  km,放大器增益正好完全补偿相邻放大器间隔内的光纤损耗。

图1所示为系统的非线性相位噪声与放大器个数的关系曲线,其中输入信号的峰值功率为 $P = 3$  mW,光纤的色散绝对值为 $D = 10$  ps/(nm·km),

实线分别为根据(9)和(8)式计算得到的色散后补偿和色散预补偿条件下系统的非线性相位噪声,星号为根据文献[6]的结论计算得到的相同参数时色散后补偿和预补偿条件下系统的非线性相位噪声。

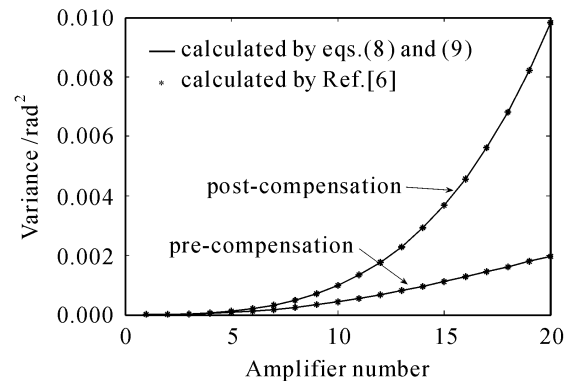


图1 非线性相位噪声与放大器个数的关系

Fig. 1 Relationship between nonlinear phase noise and amplifier number

从图1可以看出,(8)和(9)式的计算结果与文献[6]在分别考查色散预补偿和色散后补偿这两种情况下的结果完全吻合,证明了推导过程的正确性。理论分析可知,在光纤传输系统中,由于色散引起的脉冲展宽降低了信号脉冲的峰值功率,使自相位调制效应相应地也降低,从而抑制了非线性相位噪声,且光纤的色散越大,非线性相位噪声越小<sup>[6]</sup>;通常准线性传输系统的色散长度远大于非线性长度,当传输距离较短时,自相位调制对脉冲展宽的影响很小,脉冲的展宽主要由色散的作用产生,随着传输距离的增加,自相位调制的作用逐渐增强,在光纤的正常色散区, $\beta_2$ 为正值,自相位调制与色散相互作用加剧了脉冲的展宽,而在光纤的反常色散区,自相位调制的存在抑制了脉冲的展宽速度<sup>[9]</sup>,也就是说,对于相同绝对值的色散而言,工作在正常色散区时脉冲的峰值功率低于工作在反常色散区时的脉冲峰值功率,其自相位调制效应也相对较弱。因此,当采用色散预补偿时,系统的累积色散 $S(r)$ 始终为正值,色散与自相位调制相互作用,加剧了脉冲的展宽,更有利于抑制非线性相位噪声。相反,采用色散后补偿时,系统的累积色散 $S(r)$ 始终为负值,其对非线性相位噪声的抑制能力相对较弱,所以,图1中表示后补偿系统非线性相位噪声的曲线始终处于预补偿时非线性相位噪声曲线的上方。且由于非线性相位噪声具有累加特性,随着放大器个数(亦即传输距离)的增加,色散预补偿方式较后补偿方式在抑制非线性相位噪声方面的优势体现得越来越明显,表现为

图中两曲线间的距离逐渐加大。

分析(8)和(9)式可以发现,非线性相位噪声与信号的能量存在着复杂的非线性关系,同时,非线性相位噪声的大小还取决于光纤色散的大小。图2为不同色散补偿方式下系统的相位噪声与信号峰值功率的关系,其中,传输距离为1600 km,光纤色散绝对值为 $D = 2 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ 。“nonlinear”指分别由(8)和(9)式计算非线性相位噪声的方差,“linear”指由(11)式计算得到的线性相位噪声方差,“nonlinear&linear”指两者之和。在色散预补偿和后补偿这两种补偿方式下,非线性相位噪声随信号功率的增加都有增大的趋势,线性相位噪声均随信号功率的增加而减小。线性相位噪声及总相位噪声存在着不同的变化规律:后补偿时,非线性相位噪声随着信号功率的增加单调上升,这一结论可直接从(9)式得到,线性相位噪声随着信号功率增加而单调下降,因此,在低功率区,总相位噪声主要由线性相位噪声决定。当功率逐渐增大后,总相位噪声主要由非线性相位噪声决定,由于线性相位噪声在低功率区以及非线性相位噪声在高功率区的变化都非常快,曲线斜率很大,所以,总相位噪声在最优值两边的变化都非常急促,系统的功率容限很小;而在预补偿时,由于(8)式中减号的存在,非线性相位噪声在

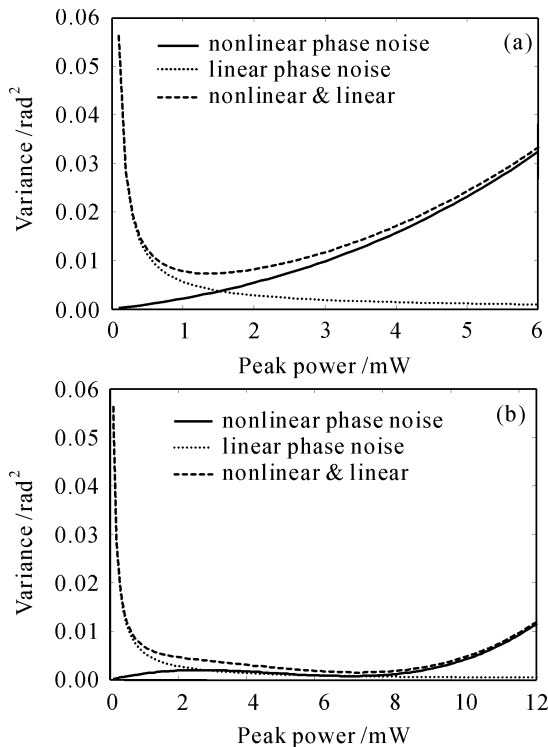


图2 相位噪声与信号峰值功率的关系  
(a) 色散后补偿; (b) 色散预补偿

Fig. 2 Relationship between phase noise and signal peak power  
(a) post-compensation; (b) pre-compensation

随功率的变化过程中虽然总体趋于增大,但是却存在一段缓慢的变化区,且在缓慢变化的过程中存在一个极小值,因此,总相位噪声在最优值附近也存在一段缓变区域,这说明,采用色散预补偿方式的系统,其功率容限比色散后补偿系统大得多。例如,在图2所采用的参数下,对色散后补偿,使非线性相位噪声低于 $0.01 \text{ rad}^2$ 的信号峰值功率范围为 $0.7 \sim 2.7 \text{ mW}$ ,而采用色散预补偿时,使非线性相位噪声低于 $0.01 \text{ rad}^2$ 的信号峰值功率范围则为 $0.6 \sim 12.1 \text{ mW}$ 。图3所示为色散值不同时,两种补偿方式下总相位噪声最小值所对应的信号峰值功率随传输距离的变化关系,其中,点实线为由Gordon和Mollenauer<sup>[5]</sup>所得出的色散为零条件下最优信号功率曲线。其他曲线是(8)和(9)式计算得出的不同色散补偿方式下最优信号功率曲线,“pre-”和“post-”分别指色散预补偿和后补偿时的曲线,图中所表明 $D$ 值为色散的绝对值。从图中可以看出,当光纤色散为零时,通过(8)和(9)式计算出的非线性相位噪声相等,且与Gordon和Mollenauer的结论<sup>[5]</sup>基本吻合,存在差异的原因在于图中的点实线是相移为 $1 \text{ rad}$ 所对应的信号峰值功率,而实际的最优相移处于 $1 \text{ rad}$ 附近,并非精确等于 $1 \text{ rad}$ 。当光纤中色散不为零时,对于任意传输距离,不论采用何种色散补偿方式,系统的最优功率均大于不考虑色散时的值,这是由于色散对自相位调制的抑制作用降低了功率对自相位调制的影响。同时,高的信号功率有助于降低线性相位噪声,所以,考虑色散的影响之后,信号的最优功率得到了提高,使系统相位噪声最优的最佳相移不再是文献[5]所说的 $1 \text{ rad}$ 附近,而应该大于 $1 \text{ rad}$ ,其具体值应取决于色散值的大小以及色散的补偿方式。进一步分析发现,由于相位噪声的积累效应,传输距离越长,最优信号峰值功率越小。对于相同的传输距离,不论采用何种补偿方式,最优

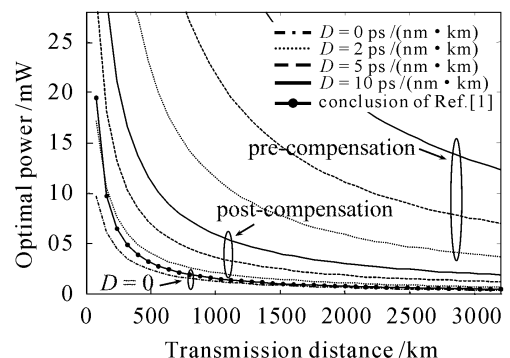


图3 信号的最优输入功率与传输距离的变化关系  
Fig. 3 Relationship between optimal signal power and transmission distance

信号峰值功率均随着色散绝对值的增加而增大;对于固定的色散绝对值,色散预补偿系统的最优信号峰值功率要高于色散后补偿系统。

## 4 结 论

从文献[6]出发,分别推导了相位调制系统中采用色散预补偿方式和后补偿方式下非线性相位噪声的计算公式,基于此对这两种色散补偿方式下的相位噪声、功率容限以及最优信号峰值功率进行了详细的分析和讨论。结果表明,采用色散预补偿方式较后补偿方式能更有效地抑制非线性相位噪声,同时,色散预补偿系统具有更高的功率容限;色散的作用使系统的最优信号峰值功率增大,最佳相移大于1 rad;色散预补偿系统的最优信号功率大于色散后补偿系统。这些结论对相位调制系统的设计以及相位噪声的抑制有一定的参考意义。

## 参 考 文 献

- 1 Xu Xiaogeng, Zhang Xinliang, Liu Deming *et al.*. Experimental study on transmission performance of three different formats in 40 Gb/s optical fiber communication system [J]. *Chinese J. Lasers*, 2005, **32**(10):1371~1376
- 2 Yue Wang, Weisheng Hu, Yikai Su *et al.*. Impact of cascaded thin-film filters on metro networks employing NRZ, LPF-DB, and CSRZ formats [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2005, **3**(7):386~388
- 3 Chen Yong, Cao Jihong, Chen Ting *et al.*. Optimal modulation formats for 2560 km optical transmission with low-power penalty [J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(3):331~335
- 4 陈 勇,曹继红,陈 婷 等. 优化调制格式实现2560 km低代价无误码传输[J]. *光学学报*, 2006, **26**(3):331~335
- 5 A. H. Gnauck, P. J. Winzer. Optical phase-shift-keyed transmission [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2005, **23**(1):115~130
- 6 J. P. Gordon, L. F. Mollenauer. Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers [J]. *Opt. Lett.*, 1990, **15**(23):1351~1353
- 7 Shiva Kumar. Effect of dispersion on nonlinear phase noise in optical transmission systems [J]. *Opt. Lett.*, 2005, **30**(24):3278~3280
- 8 Keang-Po Ho, Hsi-Cheng Wang. Comparison of nonlinear phase noise and intrachannel four-wave mixing for RZ-DPSK signals in dispersive transmission systems [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(7):1426~1428
- 9 Hoon Kim, Alan H. Gnauck. Experimental investigation of the performance limitation of DPSK systems due to nonlinear phase noise [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2003, **15**(2):320~322
- 10 G. P. Agrawal. *Nonlinear Fiber Optics, Principle & Applications of Nonlinear Fiber Optics* [M]. THird Ed.. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002. 71~72
- 11 G. P. Agrawal. *非线性光纤光学原理及应用*[M]. 第三版. 北京:电子工业出版社, 2002. 71~72