

文章编号: 0258-7025(2005)06-0815-05

# 高速密集波分复用系统中的二级调制格式研究

张慧剑, 左 萌, 钟锦舜, 顾婉仪

(北京邮电大学光通信中心, 北京 100876)

**摘要** 论述了强度调制直接检测(IM-DD)高速密集波分复用(DWDM)系统的二级调制原理,并从马赫-曾德尔调制器的传递特性出发推导了四种调制格式[全频率调制归零码(FFMRZ)、半频率调制归零码(HFMRZ)、单边带调制归零码(SSBRZ)、载波抑制归零码(CSRZ)]。根据信号光眼图及归一化频谱描述了各种码型的时频特征。在此基础上分别对各种码型的色散容限、非线性容限进行了数值仿真,通过比较眼图张开度损伤(EOP)发现对于单波长系统载波抑制归零码传输性能最优。最后利用全面的密集波分复用系统模型计算了各种码型的Q因子,发现载波抑制归零码的性能仍然保持最优,这种优势在考虑偏振模色散(PMD)的情况下更为突出。因此载波抑制归零码是强度调制直接检测系统较好的选择。

**关键词** 光通信; 调制格式; 数值仿真; 密集波分复用

**中图分类号** TN929.11 **文献标识码** A

## Study of Two Stage Modulation Formats in High-Speed Dense Wavelength Division Multiplexing Systems

ZHANG Hui-jian, ZUO Meng, ZHONG Jin-shun, GU Wan-yi

(Optical Communication Center, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract** The fundamental of two stage modulation in intensity modulation direct detection (IM-DD) high-speed dense wavelength-division multiplexing (DWDM) systems is depicted. And based on the transfer characteristic of Mach-Zehnder modulator, the mathematical expressions of four modulation formats are derived including: full frequency modulated return-to-zero (FFMRZ), half frequency modulated return-to-zero (HFMRZ), single sideband modulated return-to-zero (SSBRZ) and carrier suppressed return-to-zero (CSRZ). The characteristics of both time domain and frequency domain are represented according to optical eye diagrams and normalized spectrum. Then the dispersion limit and nonlinearity limit are numerically investigated respectively by comparing the eye opening penalty (EOP), and CSRZ performs better than other formats. At last, the Q-factor, which is relative to the system bit error ratio (BER), is obtained via numerical simulation utilizing comprehensive DWDM system model. The performance of CSRZ still maintains the best and the superiority is more evident when polarization mode dispersion (PMD) is considered. In conclusion, CSRZ is a preferable choice in IM-DD systems.

**Key words** optical communication; modulation format; numerical simulation; dense wavelength division multiplexing

### 1 引言

高速率、多波长的密集波分复用(DWDM)系统是日前光纤通信系统的重要发展方向。单信道速率达到 40 Gb/s 既带来了好处也带来了挑战。由于具有更宽的频谱,信号受色度色散、光纤的非线性效应以及偏振模色散(PMD)的影响更加严重,而偏振模色散与非线性效应的混合将使问题进一步复杂化。近

来,人们提出了许多新技术来克服或抑制这些不利因素,比如用拉曼-掺铒光纤放大器(Raman-EDFA)混合放大提高光信噪比(OSNR)、超强前向纠错编码(EFEC)减小误码率(BER)、各种色散补偿技术对色散及色散斜率进行补偿、新型传输光纤减小偏振模色散、新颖的调制格式抑制色散和非线性效应等<sup>[1,2]</sup>。

归零(RZ)码能量在时域更加集中有利于提高

收稿日期: 2004-04-28; 收到修改稿日期: 2004-12-10

基金项目: 国家自然科学基金(90104003, 60372096)、国家 863 计划和教育部科学技术研究所重点项目(104044)资助课题。

作者简介: 张慧剑(1979—),男,湖南省华容县人,北京邮电大学光通信中心博士研究生,主要从事全光通信网的建模与仿真,40 Gb/s 系统的关键技术等方面的研究。E-mail: zhj\_79\_0@263.net

接收灵敏度,但是由于频谱更宽归零码受色散和信道间的非线性效应影响也更加严重,这是不利于在密集波分复用系统中传输的。因此,人们提出了多种新型的调制方式缩减信号频谱以提高信号的传输性能<sup>[3,4]</sup>。这些调制格式都可以通过对两级马赫-曾德尔(Mach-Zehnder)调制器进行外调制得到。本文将强度调制直接检测(IM-DD)光通信系统中的二级调制机理进行阐述,并通过数值仿真对各种调制格式的传输性能进行研究。

## 2 二级调制原理

二级调制的原理如图 1 所示。连续波激光器产生的载波经过两个马赫-曾德尔调制器后便形成了适合在光纤中传输的强度调制信号。第一级调制器采用普通的强度调制方式,数据信息以电的非归零码(NRZ)形式加在调制端。为了分析的方便,

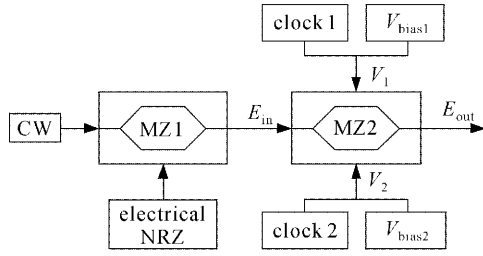


图 1 二级调制原理图

Fig. 1 Configuration of two stage modulation scheme

假设 MZ1 的输出信号  $E_{in}$  为承载了信息的理想矩形非归零光脉冲。第二级调制器采用双端调制,每个调制端均加上一个时钟信号和一个偏置电压。选取不同的时钟信号幅度、频率和相位以及直流偏压便在 MZ2 的输出端产生不同调制格式的信号脉冲  $E_{out}$ 。下面从马赫-曾德尔调制器的传输特性入手研究相关码型的产生原理。

### 2.1 马赫-曾德尔调制器传递特性

为简化分析,不考虑激光器的啁啾。在外加电压引起的电光效应的作用下,马赫-曾德尔调制器两臂的输出信号相位分别为

$$\phi_1 = \frac{\omega}{c} n_{\text{eff}} L + \frac{\omega}{2c} n_{\text{eff}}^3 \gamma_{33} \frac{V_1}{G} \Gamma L = \frac{2\pi n_{\text{eff}} L}{\lambda} + \pi \frac{V_1}{V_\pi}, \quad (1)$$

$$\phi_2 = \frac{\omega}{c} n_{\text{eff}} L + \frac{\omega}{2c} n_{\text{eff}}^3 \gamma_{33} \frac{V_2}{G} \Gamma L = \frac{2\pi n_{\text{eff}} L}{\lambda} + \pi \frac{V_2}{V_\pi}, \quad (2)$$

其中  $G$  为电极间的间隔,  $L$  为电极长度,  $n_{\text{eff}}$  为  $\text{LiNbO}_3$  光波导的有效折射率,  $\Gamma$  为电场与光场之间的重叠因子,  $\omega$  为光载频,  $c$  为真空中的光速,  $\gamma_{33}$  为线性电光张量的第九个分量,  $\lambda$  为真空中的光波长,  $V_1, V_2$  分别为加在臂 1 臂 2 上的调制电压,  $V_\pi$  为调制器的半波电压, 定义为  $V_\pi = \lambda G / (n_{\text{eff}}^3 \gamma_{33} \Gamma L)$ 。两路光在输出端的 Y 型分叉处发生干涉, 合成光场为

$$E_{\text{out}} = [0 \ 1] \begin{bmatrix} \sqrt{\rho_2} & j\sqrt{1-\rho_2} \\ j\sqrt{1-\rho_2} & \sqrt{\rho_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(j\phi_1) & 0 \\ 0 & \exp(j\phi_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\rho_1} & j\sqrt{1-\rho_1} \\ j\sqrt{1-\rho_1} & \sqrt{\rho_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\text{in}} \\ 0 \end{bmatrix} = jE_{\text{in}} [\sqrt{\rho_1(1-\rho_2)} \exp(j\phi_1) + \sqrt{\rho_2(1-\rho_1)} \exp(j\phi_2)], \quad (3)$$

其中  $\rho_1, \rho_2$  分别为两个耦合器的功率分配比。一般马赫-曾德尔调制器的两个耦合器均为 3 dB 耦合器, 即  $\rho_1 = \rho_2 = 1/2$ , 则

$$E_{\text{out}} = jE_{\text{in}} \exp\left(j \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) = jE_{\text{in}} \exp(j\beta L) \exp\left(j \frac{\pi}{2} \frac{V_1 + V_2}{V_\pi}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{V_1 - V_2}{V_\pi}\right), \quad (4)$$

其中  $\beta = 2\pi n_{\text{eff}} / \lambda$ , 输出端的光强为

$$I_{\text{out}} = E_{\text{out}} E_{\text{out}}^* = I_{\text{in}} \cos^2\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) = I_{\text{in}} \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{V_1 - V_2}{V_\pi}\right), \quad (5)$$

其中  $I_{\text{in}} = |E_{\text{in}}|^2$ , 马赫-曾德尔调制器的传输曲线如图 2 所示。

### 2.2 全频率调制归零码

MZ2 偏置点在  $V_\pi/2$  处, 时钟信号幅度和频率分别为  $V_\pi/4$  和  $B$ , 两时钟信号相位差为  $\pi$ , 两臂电

压分别为

$$\begin{aligned} V_1 &= V_\pi/4 + (V_\pi/4) \cos(2\pi Bt), \\ V_2 &= -V_\pi/4 + (V_\pi/4) \cos(2\pi Bt + \pi), \end{aligned} \quad (6)$$

MZ2 的输出光场和光强分别为

$$\begin{aligned} E_{\text{out}} &= jE_{\text{in}} \exp(j\beta L) \sin\left[\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} \cos(2\pi Bt)\right], \\ I_{\text{out}} &= I_{\text{in}} \sin^2\left[\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} \cos(2\pi Bt)\right], \end{aligned} \quad (7)$$

令  $I_{\text{out}}/I_{\text{in}} = 0.5$  可得全频率调制归零码半全宽为  $1/2B$ , 即占空比为 0.5。

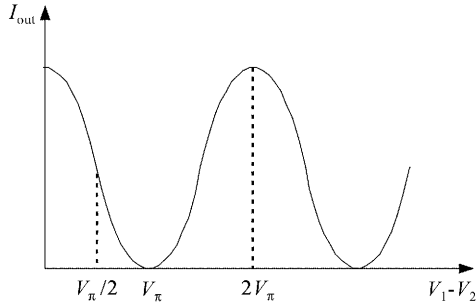


图2 马赫-曾德尔调制器传递曲线

Fig. 2 Transfer curve of Mach-Zehnder modulator

### 2.3 半频率调制归零码

MZ2 偏置点在  $2V_\pi$  (或 0) 处, 时钟信号幅度和频率分别为  $V_\pi/2$  和  $B/2$ , 两时钟信号相位差为  $\pi$ , 两臂电压分别为

$$\begin{aligned} V_1 &= V_\pi + \frac{V_\pi}{2} \cos(\pi Bt), \\ V_2 &= -V_\pi + \frac{V_\pi}{2} \cos(\pi Bt + \pi), \end{aligned} \quad (8)$$

MZ2 的输出光场和光强分别为

$$\begin{aligned} E_{\text{out}} &= -jE_{\text{in}} \exp(j\beta L) \cos\left[\frac{\pi}{2} \cos(\pi Bt)\right], \\ I_{\text{out}} &= I_{\text{in}} \cos^2\left[\frac{\pi}{2} \cos(\pi Bt)\right], \end{aligned} \quad (9)$$

半频率调制归零码的占空比为 1/3。

### 2.4 载波抑制归零码

MZ2 偏置点在  $V_\pi$  处, 时钟信号幅度和频率分别为  $V_\pi/2$  和  $B/2$ , 两时钟信号相位差为  $\pi$ , 两臂电压分别为

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{V_\pi}{2} + \frac{V_\pi}{2} \cos(\pi Bt - \pi/2), \\ V_2 &= -\frac{V_\pi}{2} + \frac{V_\pi}{2} \cos(\pi Bt + \pi/2), \end{aligned} \quad (10)$$

MZ2 的输出光强和光场分别为

$$\begin{aligned} E_{\text{out}} &= -jE_{\text{in}} \exp(j\beta L) \sin\left[\frac{\pi}{2} \sin(\pi Bt)\right], \\ I_{\text{out}} &= I_{\text{in}} \sin^2\left[\frac{\pi}{2} \sin(\pi Bt)\right], \end{aligned} \quad (11)$$

载波抑制归零码的占空比为 2/3。

### 2.5 单边带调制归零码

MZ2 偏置点在  $V_\pi/2$  处, 时钟信号幅度和频率分别为  $V_\pi/2\sqrt{2}$  和  $B$ , 两时钟信号相位差为  $\pi/2$ , 两臂电压分别为

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{V_\pi}{2\sqrt{2}} \sin(2\pi Bt + \pi/4) + \frac{V_\pi}{4}, \\ V_2 &= \frac{V_\pi}{2\sqrt{2}} \sin(2\pi Bt - \pi/4) - \frac{V_\pi}{4}, \end{aligned} \quad (12)$$

MZ2 的输出光场和光强分别为

$$\begin{aligned} E_{\text{out}} &= jE_{\text{in}} \exp(j\beta L) \exp\left\{j \frac{\pi}{4} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(2\pi Bt + \pi/4) + \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(2\pi Bt - \pi/4) \right]\right\} \times \\ &\quad \cos\left\{\frac{\pi}{4} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(2\pi Bt + \pi/4) - \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(2\pi Bt - \pi/4) + 1 \right]\right\} = \\ &\quad jE_{\text{in}} \exp(j\beta L) \exp\left[j \frac{\pi}{4} \sin(2\pi Bt)\right] \cos\left[\frac{\pi}{4} \cos(2\pi Bt) + \pi/4\right], \\ I_{\text{out}} &= I_{\text{in}} \cos^2\left[\frac{\pi}{4} \cos(2\pi Bt) + \pi/4\right], \end{aligned} \quad (13)$$

单边带调制归零码的占空比为 0.5。

## 3 信号时频特征

图 3 给出了四种调制格式的眼图和光谱, 可以看出图 3(a) 和图 3(b) 频谱的第一级边带的频率间距均为 80GHz, 由于占空比更小的缘故, 半频归零码的频谱基底要宽一些。载波抑制归零码的相邻两个“1”码的相位相差“ $\pi$ ”, 因此其频谱的载频分量被压制<sup>[5]</sup>。从图 3(c) 可以看到载波抑制归零码的第

一级边带间距为 40 GHz, 仅为前两种码型的一半, 在后面将会看到由于具有更窄的频谱载波抑制归零码的性能较别的码型有较大的提高。将信号频谱的某个第一级边带进行压制即产生单边带调制信号, 图 3(d) 中给出的是具有下边带频谱的单边带调制归零码信号。虽然信号的频谱被压缩了 (信号载频分量与第一级边带间距为 40 GHz), 但是非对称的频谱特征会对单边带调制归零码的性能改善产生一定的负面影响<sup>[6]</sup>。

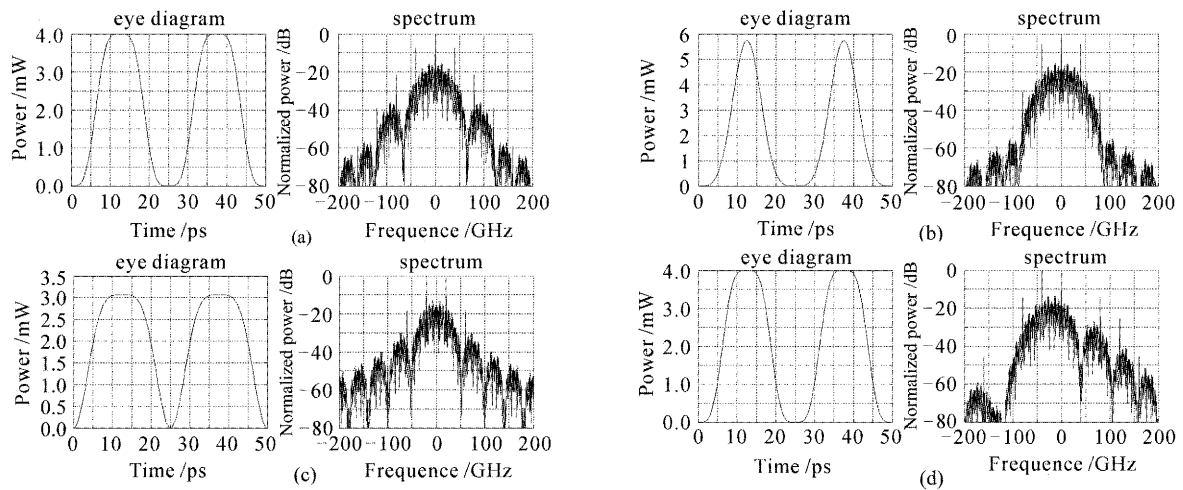


图 3 四种码型的光眼图及归一化频谱

(a) 全频率调制归零码; (b) 半频率调制归零码; (c) 载波抑制归零码; (d) 单边带调制归零码

Fig. 3 Optical eye diagram and normalized spectrum for four kinds of modulation formats.

(a) FFMZR; (b) HFMZR; (c) CSRZ; (D) SSBZR

### 4 传输性能比较

基于眼图张开度损伤(EOP)和信号 Q 因子,用数值仿真的方法对各种调制格式传输性能进行了比较,内容包括:色散、非线性容限的比较以及信号在密集波分复用系统中传输性能的比较。为了方便比

较,给出了普通非归零码的相应结果。

#### 4.1 色散和非线性容限

图 4 为各种调制格式色散容限(a)和非线性容限(b)的比较。(a)中只考虑了二阶群速度色散(GVD),非归零码由于频谱最窄,受群速度色散影响也最小;其次是载波抑制归零码,其眼图张开度损伤等于 1 dB 时的色散容限为 ±40 ps;单边带调制归零码和全频调制归零码居中;最次为半频调制归零码,因为其频谱最宽。图中眼图张开度损伤出现负值是因为色散在展宽脉冲的同时使脉冲过冲以致眼图张开度大于初始值。(b)图是各种码型采用不同平均入射功率传输 80 km 标准单模光纤(SSMF)后的眼图张开度损伤,这是群速度色散和自相位调制(SPM)混合作用的结果。可以看到载波抑制归零码的劣化速度最慢,其次是单边带调制归零码,其余三种码型相差不大。因此对于单信道系统载波抑制归零码具有很好的性能。

#### 4.2 密集波分复用系统仿真

高速密集波分复用系统采用的光纤模型在文献[7]中有详细描述,综合考虑了群速度色散、三阶色散(TOD)、自相位调制(SPM)、交叉相位调制(XPM)、四波混频(FWM)及偏振模色散等效应,光纤参数如表 1 所示。每个跨段由 80 km 标准单模光纤(SSMF), 16 km色散补偿光纤(DCF)和一个掺铒光纤放大器组成,其中掺铒光纤放大器的噪声指数为 4 dB。发射信号为 8×40 Gb/s,信道间隔 100 GHz,为了兼顾计算时间与精度每路信号取长度为 2<sup>9</sup> 的随机序列<sup>[6]</sup>。接

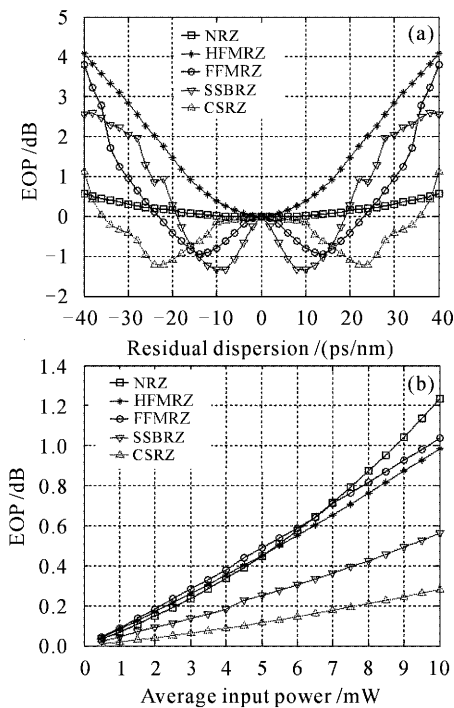


图 4 各种调制格式信号的 EOP 随(a)残余色散和 (b)平均输入功率的变化曲线

Fig. 4 EOP of every modulation format versus (a) residual dispersion and (b) average input power

收端采用超高斯光滤波器,带宽为 80 GHz。

表 1 两种光纤参数

Table 1 Parameters of two kinds of fiber

Key parameters	SSMF	DCF
Attenuation / (dB/km)	0.22	0.5
Effective area / $\mu\text{m}^2$	80	20
Nonlinear refractive index / ( $\text{m}^2/\text{W}$ )	$2.6 \times 10^{-20}$	$2.6 \times 10^{-20}$
Dispersion at 1550 nm / ( $\text{m}^2/\text{W}$ )	17	-85
Dispersion slope at 1550 nm / [ $\text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ ]	0.075	-0.35
PMD coefficient / ( $\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ )	0.2	—

在密集波分复用系统中,交叉相位调制成为另一个导致系统损伤的主要因素,这种损伤随着速率和信道数的增加而增大,因此是高速密集波分复用系统必须克服的问题之一<sup>[8]</sup>。图 5 为信号 Q 因子随距离的变化曲线,Q 因子是对滤波后的信号眼图和信号-放大的自发辐射(ASE)拍频噪声进行计算得到的。图 5(a)为不考虑偏振模色散的情况,各种码型的 Q 因子劣化比较平缓,其中全频调制归零码、半频调制归零码和载波抑制归零码性能相差不多,但是传输距离超过 1000 km 后载波抑制归零码表现出一定的优势,可见载波抑制归零码对非线性

效应有更强的容忍能力;图 5(b)为考虑偏振模色散的情况,很明显偏振模色散的随机性造成了系统性能的波动,其中单边带调制归零码与半频调制归零码的波动更为明显。此时,载波抑制归零码的性能要优于其余码型而且波动更小,这说明载波抑制归零码对偏振模色散的容忍能力较其余码型强。在两种情况下单边带调制归零码的传输性能都最差,这是其频谱不对称性造成的。研究发现如果将光滤波器的中心频率向下边带偏移,单边带调制归零码的性能会有较大的改善,因此该码型的传输性能还有待进一步研究。

## 5 结 论

对采用强度调制直接检测方式的高速密集波分复用系统中二级调制格式的产生原理和传输性能进行了细致的研究,给出了四种码型的数学模型。然后从色散容限、非线性容限和实际系统仿真三方面对这四种码型的传输性能进行了研究。发现不管是单信道系统还是多信道密集波分复用系统,载波抑制归零码的性能都要优于其他码型,这种优势在考虑偏振模色散的密集波分复用系统中更为突出,因此载波抑制归零码是高速密集波分复用系统很好的选择。

## 参 考 文 献

- 1 M. Suzuki, T. Otani. High speed (40~160 Gbit/s) WDM transmission in terrestrial networks [C]. *OFC* 2003, 2003, 2: 741~742
- 2 Liu Jianfei, Yu Jinlong, Wang Jian *et al.*. Study on automatic compensation of first order PMD in 10 Gbit/s optical fiber communication system [J]. *Chinese J. Lasers*, 2003, 30(4): 349~352  
刘剑飞,于晋龙,王 剑等. 10 Gbit/s 的光纤通信系统中一阶偏振模色散自动补偿技术的研究 [J]. *中国激光*, 2003, 30(4): 349~352
- 3 Y. Miyamoto, A. Hirano, K. Yonenaga *et al.*. 320 Gbit/s (8×40 Gbit/s) WDM transmission over 367 km with 120 km repeater spacing using carrier-suppressed return-to-zero format [J]. *Electron. Lett.*, 1999, 35(23): 2041~2042
- 4 Mike Sieben, Jan Conradi, David E. Dodds. Optical single sideband transmission at 10 Gb/s using only electrical dispersion compensation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, 17(10): 1742~1749
- 5 Akihhide Sano, Yutaka Miyamoto. Performance evaluation of prechirped RZ and CS-RZ formats in high-speed transmission systems with dispersion management [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2001, 19(12): 1864~1871
- 6 Anes Hodzic, Beate Konrad, Klaus Petermann. Alternative modulation formats in  $N \times 40$  Gb/s WDM standard fiber RZ-transmission systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2002, 20(4): 598~607
- 7 Sun Xueming, Zhang Huijian, Zuo Meng *et al.*. Impact of polarization mode dispersion and nonlinear effect on 40 Gbit/s dense wavelength division multiplexing system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2004, 24(10): 1363~1369  
孙学明,张慧剑,左 萌等. 偏振模色散及非线性效应对 40 Gbit/s 密集波分复用系统的影响 [J]. *光学学报*, 2004, 24(10): 1363~1369
- 8 Xu Zhu, Qingji Zeng. Cross-phase modulation-induced penalties in multichannel DWDM optical transport networks [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2003, 1(5): 263~265

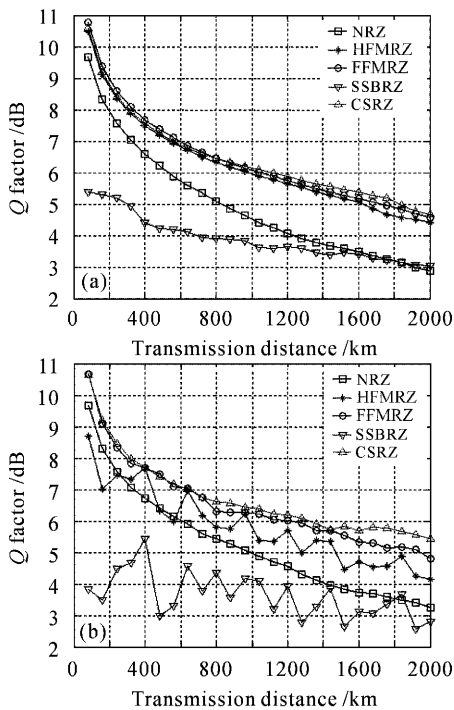


图 5 Q 因子随传输距离变化曲线。

(a)无偏振模色散;(b)有偏振模色散

Fig. 5 Q-factor versus transmission distance.

(a) Without PMD; (b) with PMD