

文章编号: 0253-2239(2006)03-0331-5

优化调制格式实现 2560 km 低代价无误码传输*

陈 勇 曹继红 陈 婷 简水生

(北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044)

摘要: 在单级调制器产生非归零码(NRZ)基础上,分析了利用双级调制器产生归零码(RZ)以及载波抑制归零码(CSRZ)的方法和特点。对非归零码,归零码和载波抑制归零码在以掺铒光纤放大器(EDFA)为单一的功率放大、以啁啾光纤光栅(CFBG)为色散补偿器的 10 Gb/s 系统中的传输性能进行了计算机仿真并比较这三种调制码型的传输特性。同时在实际的 2560 km G. 652 光纤链路上利用上述三种调制格式以点对点形式进行了 8×10 Gb/s 传输实验,通过适当控制线路的功率分配以及合理安排系统的色散补偿,实现了三种调制格式的无电中继条件下的零误码传输。计算机仿真和实际实验结果进一步表明,载波抑制归零码的采用有利于优化系统的传输性能,降低传输代价,载波抑制归零码在上述配置的实际传输系统中无误码传输 2560 km 功率代价仅为 2.5 dB。

关键词: 光通信技术;长距离光传输;调制码型;无电中继;无误码;低功率代价

中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

Optimal Modulation Formats for 2560 km Optical Transmission with Low-Power Penalty

Chen Yong Cao Jihong Chen Ting Jian Shuisheng

(Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044)

Abstract: Based on the analysis of implementation method of NRZ, RZ and CSRZ formats, the transmission performance of the 10 Gb/s system with these different formats mentioned above was compared by numerical simulation, respectively. In this simulated system the EDFA was used as the solo amplifier and the CFBG was served as the solo dispersion compensator. A practical 8×10 Gb/s transmission experiment with CSRZ formats in straight line was also conducted and only 2.5 dB power penalty was cost after 2560 km transmission with error-free code. The experimental results show CSRZ will help to optimize the performance of the CFBG-based system greatly.

Key words: optical communication technology; long-haul optical transmission; modulate formats; without electronics relay; error-free code; low penalty

1 引 言

随着对大容量、长距离系统需求的持续增长,系统的单波长信道码率以及波分复用(WDM)的波长信道数目随之增加,导致波分复用的信道间距减小,在这类系统中不仅要考虑光纤色散效应的影响,还要考虑信道内和信道间的非线性效应的影响。一种可以提高系统性能的方法是采用新型的调制码型,选择合适的调制码型能在不增加系统设备即不提高系统成本的基础上延长最大传输距离,对长距离传输具有重要的意义,已经成为研究的热点^[1~3]。

本文将对基于铌酸锂(LiNbO₃)光外调制器的各种高速光码型调制技术进行分析和比较。

2 马赫-曾德尔干涉型 LiNbO₃ 调制器实现不同码型调制的原理分析

图 1 为光通信系统中通常使用的基于马赫-曾德尔干涉仪(Mach-Zehnder Interferometer, MZI)的强度调制器的结构示意图。 $V_1(t)$, $V_2(t)$ 为两个调制臂输入电压信号,为了使调制器工作在无啁啾

* 国家自然科学基金重点项目(60337010)和国家 863 计划(2001AA122012)资助课题。

作者简介: 陈 勇(1977~),男,福建省莆田人,北京交通大学博士研究生,主要从事全光通信网及高速光传输技术方面的研究。E-mail: chenrongxmu@163.com

收稿日期: 2005-04-25; 收到修改稿日期: 2005-09-07

状态,通常应使调制电压工作选择为推挽工作方式,也就是通过在两调制臂之间施加一固定的偏置电压

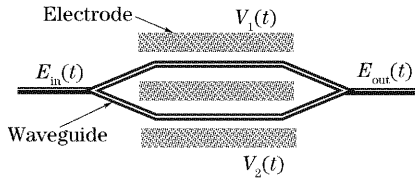


图 1 MZI 型 LiNbO₃ 调制器结构示意图

Fig. 1 Structure of MZI type LiNbO₃ modulator

V_{bias} 使 $V_2(t) = -V_1(t) + V_{bias}$, 这样调制器的输入输出信号之间的关系可以表示为

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos \left\{ \frac{\pi}{2V_{\pi}} [V_{in}(t) - V_{bias}] \right\} \times \exp \left(j \frac{\pi V_{bias}}{2V_{\pi}} \right), \quad (1)$$

在此基础上将两个调制器级联,通过选择第二级调制器输入信号并调整调制器工作的偏置点可以方便

表 1 非归零码、归零码和载波抑制归零码调制原理及输出调制信号表达式

Table 1 Scheme of NRZ, RZ and CSRZ formats modulation principle and output expressions from cascaded modulators

Modulator amount	Bias voltage and clock setup	Modulation format	Output expression from cascaded modulators
1	$V_{bias1} = V_{\pi}/2,$ $V_{in1} = \text{Data}$	NRZ	$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos \left\{ \frac{\pi}{4} [a(t) - 1] \right\} \exp \left(j \frac{\pi}{4} \right) = E'_{in}(t),$ $P_{out}(t) = \frac{E_{in}^2(t)}{2} \left\{ 1 + \sin \left[\frac{\pi}{2} a(t) \right] \right\}$
2	$V_{bias1} = V_{bias2} = V_{\pi}/2$ $V_{in1} = \text{Data}, V_{in2} = \text{clock}$	RZ	$E_{out}(t) = E'_{in}(t) \cos \left[\frac{\pi}{4} (\sin \omega_0 t - 1) \right] \exp \left(j \frac{\pi}{4} \right),$ $P_{out}(t) = \frac{E_{in}^2(t)}{2} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi}{2} \sin \omega_0 t \right) \right]$
	$V_{bias1} = V_{\pi}/2, V_{bias2} = 0$ $V_{in1} = \text{data}, V_{in2} = \text{clock}/2$		$E_{out} = E'_{in}(t) \cos \left[\frac{\pi}{2} \sin \left(\frac{\omega_0}{2} t \right) \right],$ $P_{out}(t) = \frac{E_{in}^2(t)}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\pi \sin \left(\frac{\omega_0}{2} t \right) \right] \right\}$
	$V_{bias1} = V_{\pi}/2, V_{bias2} = V_{\pi}$ $V_{in1} = \text{data}, V_{in2} = \text{clock}/2$	CSRZ	$E_{out} = jE'_{in}(t) \sin \left[\frac{\pi}{2} \sin \left(\frac{\omega_0}{2} t \right) \right],$ $P_{out}(t) = \frac{E_{in}^2(t)}{2} \left\{ 1 - \cos \left[\pi \sin \left(\frac{\omega_0}{2} t \right) \right] \right\}$

注:表中 E'_{in} 为经过第一级调制器的数据调制后输出的光场, $a(t)$ 为第一级调制器输入的数据信号: $a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT_b)$ 且 $a_n = \pm 1$ 。

表 1 中 V_{π} 为调制器单臂工作时输出光强由最大变为最小所需要的半波电压, ω_0 为输入信号的时钟频率。为了产生归零码和载波抑制归零码,需要两个调制器。在产生归零码时有两种方式,即时钟调制的调制器工作偏置点分别在 V_{π} 和 0。当偏置点在 $V_{\pi}/2$ 时调制器工作在全比特率时钟方式,输出调制

地产生归零(RZ)码和载波抑制归零(CSRZ)码^[7]。图 2 为用两个零啁啾的 x 切 LiNbO₃ 调制器级联来产生所需要的非归零码(NRZ)、归零码和载波抑制归零码的原理图,其中第一级调制器工作在数据调制状态而第二级调制器工作在时钟调制状态,不同偏置电压和输入电压信号的选择,可以产生不同的调制码型输出,在(1)式的基础上,表 1 中给出了产生非归零码,归零码和载波抑制归零码三种码型所需的第二级调制器的偏置以及时钟工作方式表达式。

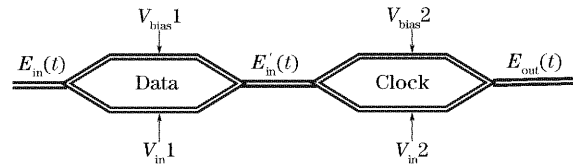


图 2 级联调制码型发生原理图

Fig. 2 Generation schematic diagram of modulation formats with cascaded modulators

光脉冲宽度(FWHM)为 π/ω_0 , 即脉冲占空比为 50%;而当偏置点在 0 时,由调制器的传输特性可知,这时产生了“倍频”现象,这样调制器只需工作在半比特率时钟方式,输出调制光脉冲宽度为 $\pi/3\omega_0$, 即脉冲占空比为 33%。应根据不同的信道模型所要求的最佳归零码占空比来选择相应的偏置工作点。

产生载波抑制归零码时应使工作在时钟调制方式的调制器工作偏置为 V_π ，调制器工作在半比特率工作方式的时钟，输出占空比为 66% 的调制光脉冲，即光脉冲宽度为 $2\pi/\omega_0$ 。从表 1 中载波抑制归零码输出场强表达式可看出其输出相邻脉冲之间的相位相差 π ，能有效抑制波形畸变而引起的码间干扰。

3 不同码型传输性能比较及 2560 km 低代价无误码传输的实现

图 3 为根据 EG&G CD400 激光色散测量系统测试获得的实验中使用的某一啁啾光纤光栅的反射谱以及时延曲线。该啁啾光纤光栅的 3 dB 带宽约为 0.34 nm，在反射谱带宽范围内该光纤光栅的色散补偿量为 -2632 ps/nm，由于 G. 652 光纤在该光栅中心波长 1554.94 nm 处的色散参量为 16.5 ps/(km·nm)，因此理论上色散补偿距离约为 155.5 km。图 4 为对应的时延纹波曲线，它是先将图 3 的时延曲线用最小二乘法直线拟合，再计算各波长点实测时延大小与拟合直线的差值而得，从图上可以看出，该啁啾光纤光栅最大时延纹波小于 17.8 ps。这种低纹波啁啾光纤光栅能提高色散补偿的稳定性，有效减小传输性能对波长的敏感性，提高各个信道补偿的一致性。为了降低时延纹波应对光栅进行切趾处理，切趾采用幅度掩模来实现，幅度掩模切趾的函数为高阶高斯函数^[5]。利用 HP8509B 偏振分析仪采用琼斯矩阵本征值测量法测得光纤光栅偏振模色散(PMD)均小于 1 ps。系统使用的光纤光栅经过稳定封装后，光纤光栅温度系数降为 0.0002 nm/°C，达到实用化要求^[6]。

根据图 3 所示的光栅参量，按图 5 所示的传输

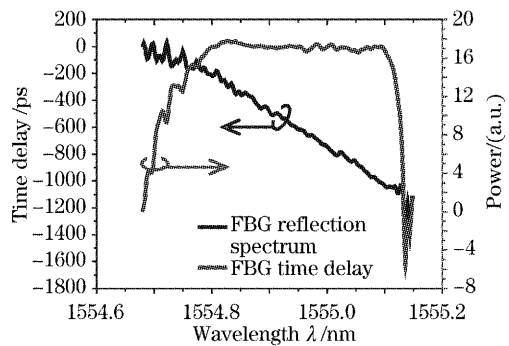
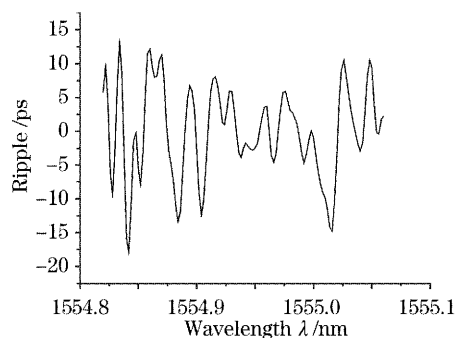


图 3 光纤光栅的反射谱和时延曲线
Fig. 3 The reflectivity and time delay of FBG



光纤光栅的时延纹波曲线
Fig. 4 The time delay ripple of FBG

结构建立了长度为 2560 km 的传输系统，并以此为模型进行计算机仿真。仿真中放大器噪声系数取 4.5 dB，每光纤跨段为 100 km 损耗 21 dB，单模光纤(SMF)的色散系数 16.9 ps/(km·nm)，仿真中考虑了自相位调制，四波混频和交叉相位调制三种非线性效应，但只考虑二阶色散的影响。由于载波抑制归零码有较大的非线性容限，因此在仿真非归零码和归零码的时候入纤功率设为 1.5 dBm，而在计算载波抑制归零码时的入纤功率则选取 3 dBm。

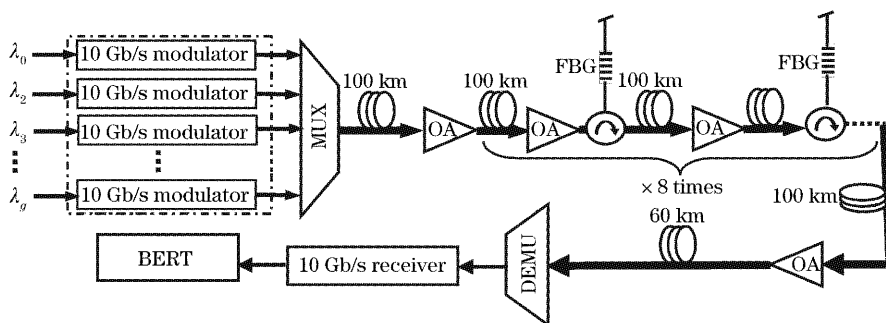


图 5 传输系统实现框图
Fig. 5 Experimental setup of the transmission system

仿真结果如图 6 所示，载波抑制归零码较非归零码和归零码来说具有更好的传输性能。在传输 2560 km 后，非归零码、归零码和载波抑制归零码的

眼开度代价(EOP)分别为 2.58 dB, 2.23 dB 和 2.04 dB。在接收端利用上述三种调制码型传输后信号的 Q 值分别为 6.81, 7.26 和 7.93。理论上当 Q 值

大于 6.72 系统误码率(BER)达到 10^{-12} ,因此模拟计算结果说明了,在这样配置的传输系统中,信号在传输2560 km后,三种码型能实现 10^{-12} 的误码,满足 ITU-T 关于 10 Gb/s 系统误码的相关规定。仿

真结果显示载波抑制归零码能以较小的功率代价实现零误码传输。模拟计算中采用 Personick 算法计算传输信号眼开度代价,利用 Anderson 算法计算系统 Q 值及误码率。

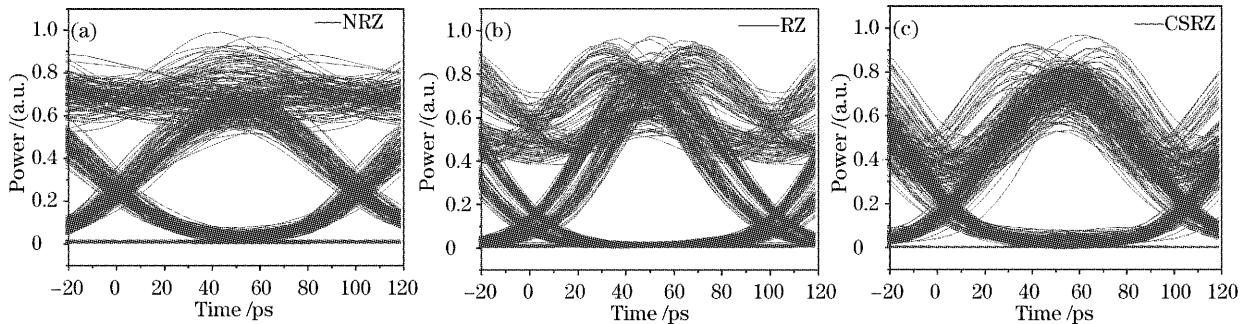


图 6 三种调制码型 2560 km 传输计算机仿真结果。(a)非归零码,(b)归零码,(c)载波抑制归零码

Fig. 6 The simulated results after 2560 km transmission with (a) NRZ, (b) RZ, (c) CSRZ formats respectively

为了检验非归零码,归零码和载波抑制归零码三种不同的调制码型在以光纤光栅和掺铒光纤放大器(EDFA)分别为系统惟一色散补偿手段和功率放大方式的实际系统中的传输性能,按图 5 所示的传输结构框图,建立了 2560 km 的 8×10 Gb/s 传输链路。传输光纤采用普通 G. 652 光纤,每个中继段光纤的长度为 100 km,包含光纤连接损耗,实际每个跨段的总损耗约为 20.5 dB,整个链路共 26 个光纤中继段。在选择啁啾光纤光栅时,除了要求光栅应有尽量小的色散纹波、各个通道补偿光栅的反射率和色散补偿量基本一致外,还应该使整个线路色散积累基本在零上下波动,绝对色散积累量较小。这里任选一通道为例,其连接后传输线路上色散的分布情况如图 7 所示。

图 8 和图 9 分别为在实际 2560 km 线路上传输得到的眼图和误码曲线。从图 8 可以看出,三种码型在传输过程中,由于非归零码非线性容限小,在接收端信号眼图中体现为脉冲畸变比较严重,这就限制了传输过程中入纤功率的进一步提高,图 8(a)中接收端信号的信噪比相应较小;而归零码相对于非归零码由于有较大的非线性容限,因此高入纤功率

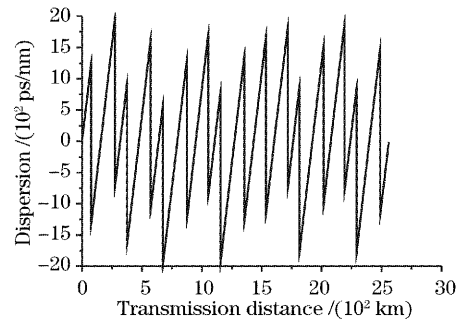


图 7 传输色散分布图

Fig. 7 Transmission dispersion map

对信号眼图造成的损伤相对较小,信号在眼开度等方面基本能保持得较好,虽然由于归零码有较宽的频谱带宽因此可能在传输中产生较大的群时延而导致脉冲码间干扰,但上述问题可以通过严格控制传输过程的残余色散的大小,优化色散分布情况可以有效地加以抑制。图 8(b)可以看到归零码在接收端眼图的信噪比和眼图特性等方面较非归零码有所提高;载波抑制归零码由于相邻码之间存在 π 相差的特性有效地减小传输过程中的非线性,这样在传输载波抑制归零码的时候可以适当提高入纤功率,在保证小的非线性效应的同时提高系统传输的

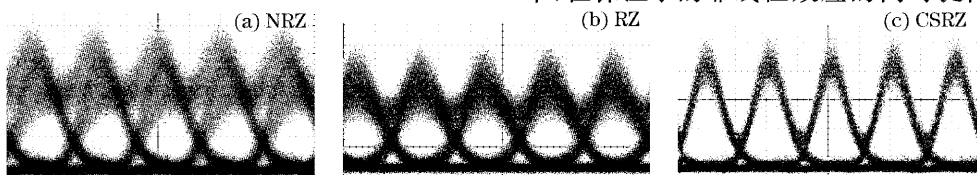


图 8 三种调制码型实际线路传输 2560 km 眼图

Fig. 8 The eye diagrams of 10 Gb/s transmission after 2560 km G. 652 fiber transmission with (a) NRZ, (b) RZ and (c) CSRZ formats respectively

光信噪比来改善传输性能。实际传输 2560 km 后接收的信号眼图如图 8(c) 所示, 其光信噪比相对其他两种码型的传输结果来说有明显的提高, 且传输 2560 km 后的眼图说明脉冲形状保持得最好。需要说明的是在图 8(a) 中, 经过 2560 km 传输后的非归零码信号脉冲出现了“过冲”现象, 其原因是由于在实验中为了提高传输后非归零码信号的光信噪比以

获得尽可能大的传输距离, 在非线性对信号损伤可以接受的范围内使用了较高的人纤功率, 而高入纤功率带来的单模光纤效应与传输中的脉冲由于色散产生的啁啾共同作用一定程度起到了脉冲压缩效果从而导致了脉冲过冲现象的发生。图 8 中实验获得的归零码和载波抑制归零码传输 2560 km 的眼图与图 6 通过数值仿真获得的结果接近。

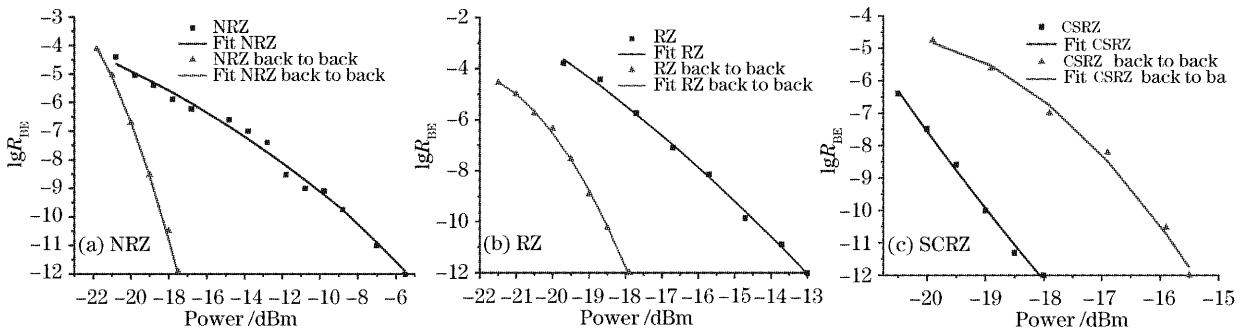


图 9 三种调制码型实际线路传输 2560 km 误码曲线

Fig. 9 The bit error ratio R_{BE} after 2560 km G. 652 fiber transmission with (a) NRZ, (b) RZ and (c) CSRZ formats respectively

从图 9 中三种调制信号的误码率曲线 (BER, R_{BE}) 可以看出: 同样传输 2560 km, 非归零码虽然基本能实现零误码传输但需要较大的功率代价, 而归零码则需 5.1 dB 的功率代价, 载波抑制归零码在比较低的功率代价下就能实现零误码, 仅为 2.5 dB。实验结果说明在长距离传输中载波抑制归零码有较其他两种调制码型无法比拟的优势, 能以较低的功率代价实现零误码传输。

4 结 论

总结了利用两级调制器产生归零码和载波抑制归零码的方法和所产生的调制脉冲的特点, 模拟并比较了非归零码、归零码和载波抑制归零码三种码型在基于啁啾光纤光栅色散补偿的超长距离传输系统中传输性能, 同时在实际的 2560 km 8×10 Gb/s 系统中采用啁啾光纤光栅加掺铒光纤放大器方式实现了载波抑制归零码低功率代价无误码传输。实验结果表明由于载波抑制归零码有较高的色散容限和非线性容限, 传输 2560 km 的功率代价仅为 2.5 dB, 证明了该调制码型在大容量高速率的传输系统中是很有优势的调制格式, 而此前多数实验认为利用啁啾光纤光栅补偿色散掺铒光纤放大器为功率放大的传输系统最长距离很难超过 1000 km^[6~8], 因此, 利用啁啾光纤光栅加掺铒光纤放大器的方案能以较低成本实现长距离的无电中继传输, 具有积极的现实意义。

参 考 文 献

- 1 C. Caspar, H. M. Foisel, A. Gladisch *et al.*. RZ Versus NRZ modulation format for dispersion compensated SMF-based 10-Gb/s transmission with more than 100-km amplifier spacing[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1999, 11(4): 451~483
- 2 Yang Zhu, Zeng Hui, Zhang Qiang *et al.*. 10 Gbit/s CSRZ 3040 km optical transmission experiment without electronic regeneration[J]. *Study on Opt. Commun.*, 2004, (1): 1~5 (in Chinese)
杨铸, 曾晖, 张强等. 10 Gbit/s CSRZ 码 3040 km 无电再生光传输实验[J]. *光通信研究*, 2004, (1): 1~5
- 3 B. Bakhshi, M. Vaa, E. A. Golovchenko *et al.*. Comparison of CRZ, RZ and NRZ modulation formats in a 64×12.3 Gb/s WDM transmission experiment over 9000 km[C]. *OFC '2001*, 2001. WF4-1~WF4-3
- 4 Y. Miyamoto, A. Hirano, Y. 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
- 5 Ning Tigang, Fu Yongjun, Tan Zhongwei *et al.*. Study on delay characteristics of cascaded chirped FBGs[J]. *Chin. J. Lasers*, 2004, 31(1): 77~80 (in Chinese)
宁提纲, 傅永军, 谭中伟等. 光纤光栅级联时延特性的研究[J]. *中国激光*, 2004, 31(1): 77~80
- 6 Pei Li, Jian Shuisheng, Yan Fengping *et al.*. The dispersion compensation of optical fiber Bragg grating on the long distance G. 652 fiber transmission system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2004, 24(2): 220~224 (in Chinese)
裴丽, 简水生, 延风平等. 普通单模光纤传输系统的光纤光栅色散补偿研究[J]. *光学学报*, 2004, 24(2): 220~224
- 7 Tan Zhongwei, Jian Shuisheng, Yan Liu *et al.*. 10-Gb/s Transmission over 1400 km on G. 652 fiber with dispersion compensation by chirped FBG[J]. *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, 2004, 42(3): 199~201
- 8 Zhongwei Tan, Yan Liu, Yong Chen *et al.*. 8×10 Gb/s transmission system over 1500 km on G. 652 fiber dispersion compensated by chirped fiber gratings[J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2005, 3(8): 441~443