

文章编号: 0258-7025(2010)02-0471-06

差分相移键控信号的数字相干光检测与色散补偿 研究与实现

冯 勇 闻 和 张 汉 一 郭 奕 理

(清华大学电子工程系集成光电子国家重点实验室,清华信息科学与技术国家实验室,北京 100084)

摘要 利用光纤无源器件制作了光学 90° 混频器,实现了混频器 90° 相移的精确控制与监测,稳定时间达到 12 h 以上,利用此混频器研究并实现了数字相干光检测。对差分相移键控(DPSK)信号光和本振光进行混频,高速模数转换器(ADC)对混频后的基带信号采样,利用离线数字信号处理算法进行光载波相位估计和色散补偿,利用有限冲击响应(FIR)数字滤波器补偿了经过 90 km 光纤传输的 8 Gb/s 速率 DPSK 信号的色散失真,测量无误码。

关键词 光纤通信;零差检测; 90° 混频;差分相移键控;色散补偿

中图分类号 T929.11 文献标识码 A doi: 10.3788/CJL20103702.0471

Digitalized Optical Coherent Detection of Differential Phase Shift Keying Signal and Chromatic Dispersion Compensation

Feng Yong Wen He Zhang Hanyi Guo Yili

(State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, Tsinghua National Laboratory for Information Science and Technology, Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract An optical 90° hybrid based on fiber passive devices is developed to enable optical coherent detection. By introducing the optical phase difference monitoring and control, the hybrid is stabilized over 12 hours without apparent deterioration. With the help of this hybrid, the differential phase shift keying (DPSK) signal is demodulated by mixing signal light with local light, and then, is sampled and digitalized by high-speed Analog-to-digital converters (ADCs). Off-line algorithm is used to estimate the phase error between the signal light and local light and compensate chromatic dispersion. We restore the constellation diagrams of 8 Gb/s DPSK signal transmitted over 90 km single mode fiber using FIR filter to compensate the fiber dispersion and get an error free result in our experiment.

Key words optical fiber communication; homodyne detection; 90° hybrid; differential phase shift keying; dispersion compensation

1 引 言

数字相干光检测技术是将本振光(LO)和信号光进行混频,将调制在光载波上的信号搬移到基带,利用高速模数转换器(ADC)对基带信号进行采样和数字信号处理,以此来实现信号检测。相比于传统相干光检测,数字相干光检测采用数字信号处理算法来估计载波相位,消除了对光学锁相环的依赖,同时具有接收灵敏度高、支持偏振复用正交相移键

控(QPSK)等新型调制格式^[1,2]、数字均衡能够补偿上千千米色散和偏振模色散(PMD)损伤效应等优点^[3],因此成为高速长距离光通信中的一个新的发展方向^[4]。国外在该方向已进行了深入的研究,如 2008 年 Nortel Networks 实现了基于专用集成电路(ASIC)的数字相干通信接收芯片,实现了 40 Gb/s 的偏振复用 QPSK(PM-QPSK)信号的相干解调^[5],以及利用现场可编程门阵列(FPGA)和商用 ADC

收稿日期: 2009-02-09; 收到修改稿日期: 2009-05-11

基金项目: 国家 863 计划(2007AA01Z256, 2009AA01Z223)资助课题。

作者简介: 冯 勇(1985—),男,硕士研究生,主要从事光传输系统中数字相干检测技术方面的研究。

E-mail: y-feng03@mails.tsinghua.edu.cn

导师简介: 张汉一(1942—),男,教授,博士生导师,主要从事微波光子学与光网络等方面的研究。

E-mail: zhy-dee@mail.tsinghua.edu.cn

的形式^[6],实现了 10 Gb/s 速率的 PM-QPSK 解调。国内起步较晚,目前尚未见到在光零差检测方面的相关研究报道。本文在这方面做了初步实验探索 and 理论分析,并取得了阶段性成果。

本文试制了基于光纤无源器件的 90°混频器,实现了混频器 90°相位漂移的监测与控制。利用此 90°混频器和单端接收机实现了差分相移键控(DPSK)信号的相干解调,探索了载波相位估计、色散补偿等关键技术。

2 数字相干检测基本原理

数字相干检测利用相位分集的方式将本振光和信号光进行混频,将调制在光频上的信号搬到基带,在基带上对信号进行采样和处理。设信号光的光场为 E_s ,本振光的光场为 E_{LO} ,光学 90°混频器如图 1 所示,混频后的信号为

$$\begin{bmatrix} E_1 & E_2 & E_3 & E_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} E_s & E_{LO} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \end{bmatrix}, \quad (1)$$

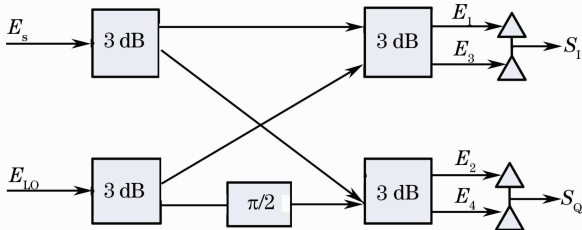


图 1 光学 90°混频器的原理

Fig. 1 Principle of optical 90° hybrid

之后,使用平衡探测器接收同相和正交的 I,Q 信号得到

$$\begin{aligned} S_I &= R(E_1 E_1^* - E_3 E_3^*) = R \times \text{Re}(E_s E_{LO}^*), \\ S_Q &= R(E_2 E_2^* - E_4 E_4^*) = R \times \text{Im}(E_s E_{LO}^*), \end{aligned} \quad (2)$$

其中 R 为探测器的响应度,通过 I,Q 分量重构复信号 $E_s E_{LO}^* = \frac{1}{R}(S_I + jS_Q)$ 。

在数字相干检测中,对 I,Q 信号进行高速采样和数字信号处理,通过估计和消除信号光与本振光的固有相位差,从而实现信号解调。与传统相干光检测相比,没有使用光锁相环,完全利用数字信号处理算法消除信号光和本振光频率失调和相位漂移的影响,因此该方法具有高度的灵活性和稳健性,适合于复杂的多进制调制格式^[7~9]。

3 光学 90°混频器与相干检测实验系统

光学 90°混频器与平衡探测器是数字相干检测的关键器件,作用是实现信号光与本振光同相和正交混频。为了精确地控制光学相移,目前的商品大多基于平面光波导(PLC)工艺或者微光机械,成本较高。试制了基于光纤 3 dB 耦合器和偏振分束器的 90°混频器,提出并实现了混频器 90°相位漂移的监测与校准方法。原理如图 2 所示,探测器采用单端接收代替平衡接收,大大降低了接收机的要求。以下原理性说明中,假设光纤中光的偏振态不发生改变。进入 3 dB 耦合器之前信号光为圆偏振态,表示为 $\frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} jE_s \\ E_s \end{bmatrix}$,本振光为 45°线偏振态,表示为 $\frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} E_{LO} \\ E_{LO} \end{bmatrix}$,3 dB 耦合器的传输矩阵为 $\frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}$,输出光为 $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} jE_s + jE_{LO} \\ E_s + jE_{LO} \end{bmatrix}$,之后偏振分束器(PBS)

将 x,y 偏振方向的光分离,得到: $E_1 = \frac{1}{2}j(E_s + E_{LO})$, $E_2 = 1/2(E_s + jE_{LO})$,采用单端接收得到

$$\begin{aligned} S_I &= R \times E_1 E_1^* = \frac{1}{4}R \times (|E_s|^2 + |E_{LO}|^2) + \frac{1}{2}R \times \text{Re}(E_s E_{LO}^*), \\ S_Q &= R \times E_2 E_2^* = \frac{1}{4}R \times (|E_s|^2 + |E_{LO}|^2) + \frac{1}{2}R \times \text{Im}(E_s E_{LO}^*), \end{aligned}$$

这里,本振光强度 $|E_{LO}|^2$ 为恒定值,经过交流耦合后可以消除。为了使信号光强度项 $|E_s|^2$ 的影响尽量小,本振光强度一般比信号光强度大 20 dB 左右,这样 $|E_s|^2 \ll |E_s E_{LO}^*|$,得到和(2)式类似的结果。

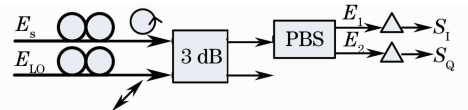


图 2 基于偏振混频原理的光学 90°混频器原理

Fig. 2 Scheme of 90° optical hybrid based on polarization mixing (interference)

实际上,制作的 90°混频器中由于普通单模光纤(SMF)中光的偏振态随环境会发生变化,所以需要使用偏振控制器对光的偏振态进行校准。使用如图 3 所示的方法,虚线框内为制作的 90°混频器,起偏器保证虚线框内部光的偏振态不受外部环境影。调节过程如下:分布反馈(DFB)激光器的输出分为两路,分别作为信号光和本振光。在信号光支

路对一段光纤进行加热使得光的相位发生变化,使用低速 ADC 对 I, Q 信号进行采样,微控制器 (MCU) 将采样后的 I, Q 信号送入电脑,以 I 路信号

为 x 轴, Q 路信号为 y 轴, 显示出信号光的相位轨迹图。若 I, Q 路的光学相位差为 90° , 则相位轨迹图为一正圆, 否则轨迹为一椭圆, 如图 4 所示。

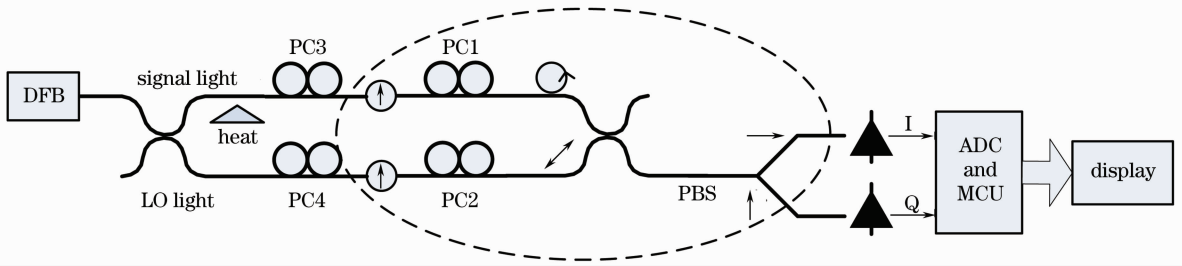


图 3 基于光纤无源器件的光学 90° 混频器

Fig. 3 Optical passive fiber devices based 90° optical hybrid

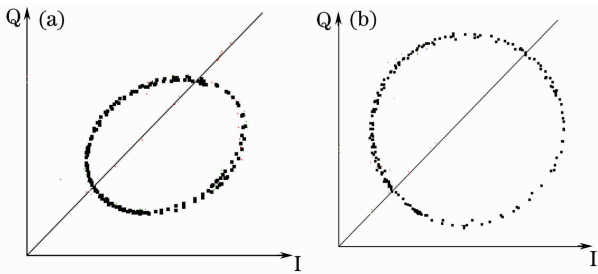


图 4 混频器不同相差情况下的相位轨迹图。

(a) 相位差不等于 90° ; (b) 相位差等于 90°

Fig. 4 Constellation diagram with different phase differences. (a) phase difference $\neq 90^\circ$; (b) phase difference $= 90^\circ$

本文试制的 90° 混频器由 1 个耦合器, 1 个偏振分束器, 2 个偏振控制器和 2 个起偏器组成, 调节好

后在实验室条件下 12 h 内光学相差漂移小于 $\pm 5^\circ$, 能够满足一般的实验需求。如果在封装控制上进一步努力, 稳定时间能够更长。

接下来, 使用自制的光学 90° 混频器实现了 DPSK 信号经过 90 km 光纤传输后的数字相干解调, 如图 5 所示。信号光用 DFB 激光器和铌酸锂相位调制器产生, 本振光使用波长可调谐的外腔激光器, 调节本振光的波长使得和信号光波长相同, 用电频谱仪监测混频后的信号频谱, 观察信号光和本振光的微小频率差, 一般将频率差调节到 20 MHz 以内即可。使用力科的 WavePro 系列高速实时示波器中的 ADC 对 I, Q 分量采样, 采样率为 20 G/s, 之后在 PC 机对数据进行载波相位估计、色散补偿和符号判决算法等离线处理。

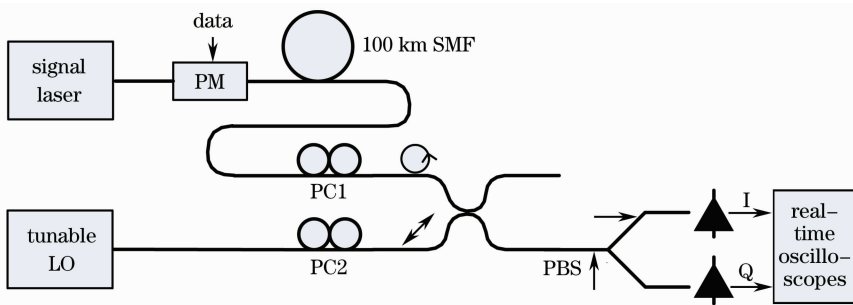


图 5 DPSK 信号传输和相干检测实验系统

Fig. 5 Experiment setup of DPSK signal transmission and coherent receiver

4 载波相位估计与色散补偿

数字相干检测利用数字信号处理算法估计本振光和信号光载波的相位误差^[1], 不需要使用光学锁相环, 通过算法处理将相位噪声对信号的影响最小化。设信号光场为 $E_s = E_1 e^{j(\omega_1 t + \varphi_s + \varphi_{n1})}$, ω_1 为光载波的频率, φ_s 为相位调制信号, φ_{n1} 为信号光相位噪声。本振光场为 $E_{LO} = E_2 e^{j(\omega_2 t + \varphi_{n2})}$, ω_2 为本振光的

频率, φ_{n2} 为本振光相位噪声。通过 I, Q 分量构建出的复光场为

$$E_s E_{LO}^* = I + jQ = E_1 E_2 e^{j\Delta\varphi},$$

$$\Delta\varphi = (\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_{n1} - \varphi_{n2}) + \varphi_s. \quad (3)$$

对于离散化的采样信号, 可以表示为 $S = E_1 E_2 e^{j\Delta\varphi(k)}$, $\Delta\varphi(k) = (\omega_1 - \omega_2)kT + [\varphi_{n1}(kT) - \varphi_{n2}(kT)] + \varphi_s(kT)$, $k = 1, 2, 3, \dots$, T 为 ADC 采样时

间间隔。对于 DPSK 调制信号, φ_s 等于 0 或 π , 将复信号 S 平方可以去掉 φ_s 的影响, 得到载波相位估计 $\varphi(kT) = \frac{1}{2} \arg S^2(kT) = (\omega_1 - \omega_2)kT + [\varphi_{n1}(kT) - \varphi_{n2}(kT)]$, 为了减小噪声的影响, 对 $\varphi(kT)$ 取平均, 平均次数为 N , 得到 $\varphi'(nT) = \frac{1}{N} \sum_{m=-(N-1)/2}^{m=(N-1)/2} \varphi[(n+m)T]$, 这样可以将 $\varphi'(nT)$ 作为信号光载波和本振光相位差估计。实验结果如图 6, 7 所示, 图 7 是载波相位估计之前复信号 $I+jQ$ 的瞬时相位变化, 图 6 是估计出来的相位误差, 信号光和本振光的固有频差使得相位估计相对于时间成线性增长关系, 而信号光和本振光的相位噪声使其偏离理想直线。

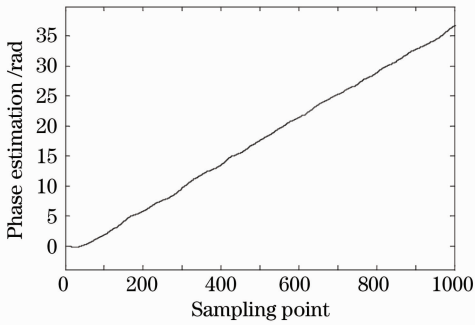


图 6 载波相位估计结果

Fig. 6 Estimated phase difference between signal and LO lightwave

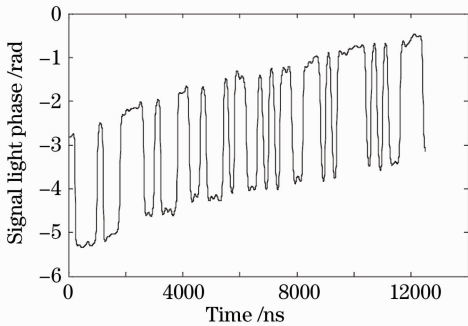


图 7 存在相位误差的信号解调相位

Fig. 7 Demodulated light phase with phase difference between signal and LO lightwave

相干检测利用数字均衡技术理论上能够完全补偿色散带来的损伤^[3], 一般使用有限冲击响应(FIR)滤波器, 如图 8 所示, 滤波器的系数 W_k 可以通过如下方法得到: 设普通光纤的色散传递函数为

$$H(\omega) = \exp\left(j \frac{1}{2} \beta_2 L \omega^2\right),$$

逆色散函数为

$$H_1(\omega) = 1/H(\omega) = \exp\left(-j \frac{1}{2} \beta_2 L \omega^2\right),$$

对应的冲击响应为

$$h(t) = j \sqrt{\frac{1}{\pi \beta_2 L}} \exp\left[j \left(-\frac{t^2}{\beta_2 L} + \omega_0 t\right)\right],$$

搬移到基带后, 冲击响应写为

$$h_1(t) = j \sqrt{\frac{1}{\pi \beta_2 L}} \exp\left(-j \frac{t^2}{\beta_2 L}\right).$$

在时间域上能量无限展宽, 而 FIR 滤波器要求在时间域上有限。使用如下简单的方法可以确定不同信号速率和光纤长度下 FIR 滤波器的阶数。计算 $h_1(t)$ 的瞬时频率得到 $\omega_{n1}(t) = \frac{\partial}{\partial t} \left(-\frac{t^2}{\beta_2 L}\right) = -\frac{2t}{\beta_2 L}$ 。

由于探测到的信号有一定带宽限制, 设带宽为 $[-2\pi f_0, +2\pi f_0]$, 因此为了补偿信号光的色散损伤, 只取瞬时频率在 $[-2\pi f_0, +2\pi f_0]$ 的时间部分, 如果使用矩形窗 $h_1(t)$ 表示为

$$h_1(t) = j \sqrt{\frac{1}{\pi \beta_2 L}} \exp\left[j \left(-\frac{t^2}{\beta_2 L}\right)\right],$$

$$-\pi f_0 \beta_2 L < t < \pi f_0 \beta_2 L,$$

$$h_1(t) = 0, t < -\pi f_0 \beta_2 L \text{ 或者 } t > \pi f_0 \beta_2 L,$$

那么, 对于实际调制信号, 设信号符号速率为 R_s , 认为信号光带宽 f_0 为 R_s Hz, 采样速率大于等于 Nyquist 带宽 $2f_0$, 一般采样时间 T 取为 $\frac{1}{2f_0}$ s 即可, 可以计算出滤波器阶数 $N = 2\pi f_0 \beta_2 L / T = 2\pi R_s \beta_2 L / (1/2R_s) = 4\pi R_s^2 \beta_2 L$ (整数间隔), 正比于符号速率的平方和光纤的长度。

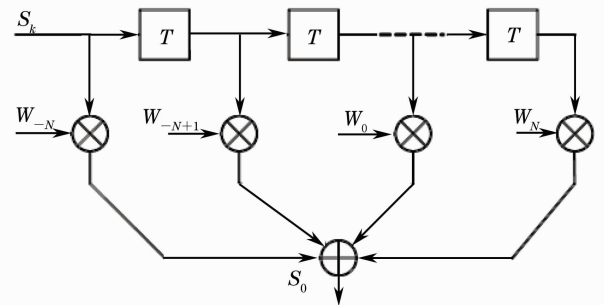


图 8 FIR 滤波补偿色散损伤

Fig. 8 FIR filter for dispersion compensation

实验系统如图 5 所示, 信号速率为 8 Gb/s, 光纤长度约 90 km, 色散值约 17 ps/(nm·km), 进入光纤前信号功率为 -1 dBm, 经过光纤传输并使用掺铒光纤放大器(EDFA)放大后信号光功率约 -3 dBm。图 9 是通过采样后的 I, Q 分量重构出来的信号光的强度眼图, 色散补偿之前, 相位调制转化为幅度调制, 使得光强存在较大过冲, 其中眼图张开度较小是因为探测器带宽不够。图 10 是对应的星座图, 可以明显地看到, 色散补偿之后, 相邻码元之间的串扰减小。实

实际上光纤长度和色散值之间存在误差,仍然存在残余色散,若事先通过某种方法^[10]测量出光纤总的色散值,则数字均衡能够将色散完全补偿掉。离线处理的

数据总数为 4×10^5 bit。色散补偿之前误码率为 5×10^{-5} ,补偿之后误码率为 0。

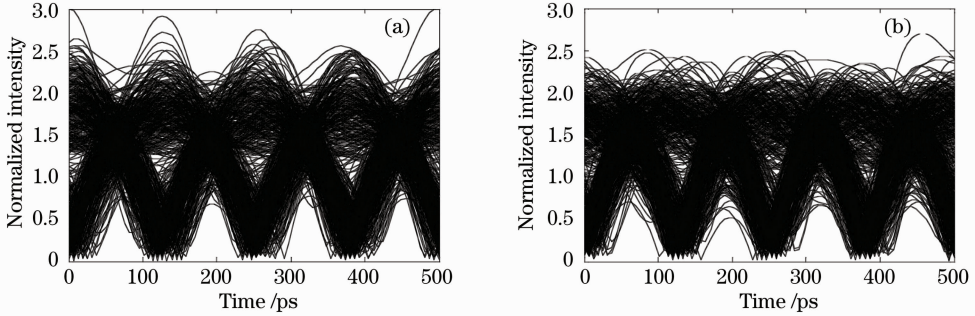


图 9 DPSK 信号光强度眼图。(a)色散补偿之前;(b)色散补偿之后
Fig. 9 Eye-diagram of DPSK signal. (a) before chromatic dispersion compensation;
(b) after chromatic dispersion compensation

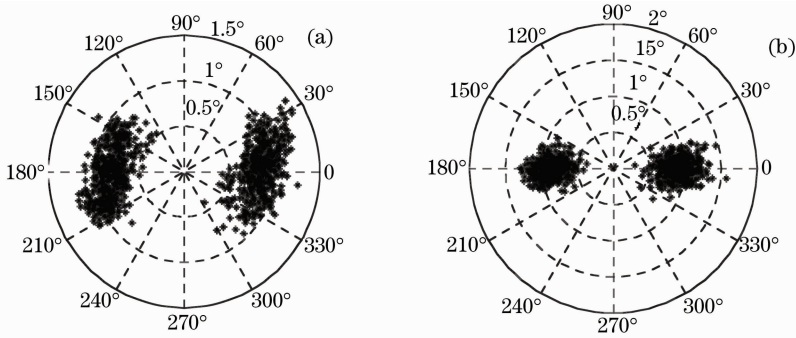


图 10 DPSK 信号相干解调后的星座图。(a) 色散补偿之前;(b) 色散补偿之后
Fig. 10 Constellation diagram of DPSK signal. (a) before chromatic dispersion compensation;
(b) after chromatic dispersion compensation

5 结 论

自制完成了光学 90°混频器及其监测装置,在此基础上通过实验实现了 8 Gb/s 的 DPSK 信号经过 90 km 光纤传输后的相干解调,研究了信号处理算法中的载波相位估计和色散补偿等关键技术。而适应于超长距离(上千千米)传输与新型调制格式是相干解调的主要优势,今后工作将在新型调制格式和提高传输距离方面继续研究,另外,目前的检测方式还容易受偏振变化的影响,将来的工作中将采用偏振分集的形式解决此问题,并尝试偏振解复用和补偿信号的 PMD 损伤。

参 考 文 献

1 Dany Sebastien, Ly Gagnon, Satoshi Tsukamoto *et al.*. Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation[J]. *J. Lightwave. Technol.*, 2006, **24**(1): 12~21

2 Satoshi Tsukamoto, Kazuhiro Katoh, Kazuro Kikuchi. Coherent

demodulation of optical multilevel phase-shift-keying signals using homodyne detection and digital processing[J]. *IEEE. Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(10): 1131~1133

3 Ezra Ip, Joseph M. Kahn. Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion[J]. *J. Lightwave. Technol.*, 2007, **25**(8): 2033~2043

4 W. Shieh, Q. Yang, Y. Ma. 107 Gb/s coherent optical OFDM transmission over 1000 km SSMF fiber using orthogonal band multiplexing[J]. *Opt. Express*, 2008, **16**(9): 6378~6386

5 Sun Han, Wu Kuangtsan, Kim Robers. Real-time measurement of a 40 Gb/s coherent system[J]. *Opt. Express*, 2008, **16**(2): 873~879

6 Andreas Leven, Noriaki Kaneda, Youngkai Chen. A real-time CMA-based 10 Gb/s polarization demultiplexing coherent receiver implemented in an FPGA[C]. *Proc. OFC*, 2008, OTuO2

7 Xu Wei, Duan Gaoyan, Fang Guangqing *et al.*. Analysis of polarization mode dispersion compensation performance for different modulation formats [J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(2): 226~232

许 玮, 段高燕, 方光青 等. 不同调制格式的偏振模色散补偿性能分析[J]. *光学学报*, 2008, **28**(2): 226~232

8 He Jing, Liu Limin, Chen Lin *et al.*. Generation of advanced modulation formats based on Mach-Zehnder modulators [J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(8): 1185~1190

- 何 晶, 刘丽敏, 陈 林等. 基于马赫-曾德尔调制器的先进调制格式的产生[J]. 中国激光, 2008, **35**(8): 1185~1190
- 9 TieCheng Wang, Shoufeng Lan, Junfeng Jiang *et al.*. A novel method of polarization state control for polarization division multiplexing system [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2008, **6**(11): 812~814
- 10 Fang Wei, Ma Xiurong, Guo Honglei *et al.*. Chromatic dispersion measurement of optical fibers [J]. *Chinese Opt. Comm. Technol.*, 2006, **9**: 24~26
- 方 伟, 马秀荣, 郭宏雷等. 光纤色散测量概述[J]. 光通信技术, 2006, **9**: 24~26