

文章编号: 0253-2239(2006)10-1469-5

基于半导体光放大器的环路型全光缓存器中功率均衡的新方法*

李亚捷 吴重庆 李 贇 季江辉 王拥军

(北京交通大学理学院光信息科学与技术研究所, 北京 100044)

摘要: 全光缓存器能够在光域内对数据包进行存储而不需经过光-电-光的变换,成为全光网的重要组成部分,其性能的优劣将直接影响到网络的丢包率等。但在半导体光放大器中交叉增益调制和交叉相位调制效应并存,导致基于半导体光放大器的环路型全光缓存器中缓存后输出的数据包与未缓存数据包的输出功率间存在不平衡,使得网络误码率增加。在详细分析全光缓存器工作原理的基础上,利用半导体光放大器中交叉增益调制和交叉相位调制并存的现象,巧妙地提出了将控制脉冲反相并配合电可调衰减器的新方法。该方法简单易行,有效解决了此类全光缓存器中数据包输出功率不平衡的难题,缓存器性能得到了极大改善。此方法适用于所有基于半导体光放大器的环路型全光缓存器。

关键词: 光通信; 全光缓存器; 半导体光放大器; 功率均衡; 反相控制光脉冲

中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

New Method for Power Equilibrium in Re-Circular All-Optical Buffer Based on Semiconductor Optical Amplifier

Li Yajie Wu Chongqing Li Yun Ji Jianghui Wang Yongjun

(Institute of Optical Information, School of Science, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044)

Abstract: All-optical buffer can store the packet in optical domain without the optical-electronic-optical conversion and becomes the important element in all-optical network. Its performance greatly influences the loss packet probability of network. But in semiconductor optical amplifier (SOA) cross phase modulation and cross gain modulation are coexisting. So in re-circular all-optical buffer based on SOA, the output power between stored packet and packet without being stored is unbalanced and bit-error ratio of network increases. After analyzing the working principle of all-optical buffer, a new method for power equilibrium in re-circular all-optical buffer based on SOA is presented. By changing the usual positive control pulse to negative and using an electronic variable optical attenuator, the buffer gets an uniform output power and its performance is improved markedly. This method can be applied in all re-circular all-optical buffer based on SOA.

Key words: optical communication; all-optical buffer; semiconductor optical amplifier; power equilibrium; negative control pulse

1 引 言

基于光交换的全光网是通信网络发展的必然趋势,光数字分组交换是全光网的最终选择。全光缓存器能够直接在光域内完成数据包的存储而不需要经过光-电-光的转换,是全光网调度和转发数据包的基

础,成为全光数字分组交换网的关键器件,其性能优劣直接影响到网络吞吐量、丢包率等特性。至今已提出许多基于半导体光放大器(Semiconductor optical amplifier, SOA)的环路型全光缓存器的方案^[1~4],其中双环耦合全光缓存器(Dual loop optical buffer,

* 国家自然科学基金(60577020)、国家 863 计划(2003AA122510)和北京交通大学优秀博士生科技创新基金资助课题。

作者简介: 李亚捷(1980~),女,山西太原人,北京交通大学理学院光信息科学与技术研究所博士研究生,主要从事光纤通信器件与网络方面的研究。E-mail: springyajie@sohu.com

导师简介: 吴重庆(1944~),男,四川重庆人,北京交通大学理学院教授,博士生导师,主要从事光纤通信、光纤传感、全光网络及全光信号处理方面的研究。E-mail: cqwu@center.njtu.edu.cn

收稿日期: 2006-02-21; 收到修改稿日期: 2006-04-17

DLOB)以其机构简单、读写易操作等优点受到关注^[5]。此类全光缓存器是利用在非线性元件半导体光放大器中发生的交叉相位调制效应(XPM)来完成数据包的读写操作,但在半导体光放大器中与交叉相位调制并存的交叉增益调制效应(XGM)使得缓存器的传输比(缓存后输出的数据包与未缓存数据包的功率比值)始终小于1,数据包间功率的不均衡导致网络下一节点无法正确接收,系统的误码率将会增加。

本文以双环耦合全光缓存器为例,巧妙地将惯用的正相控制光脉冲改为反相控制光脉冲,这样缓存器可以得到功率均衡的数据包输出。

2 理论分析

双环耦合全光缓存器利用一个平行排列 3×3 光纤耦合器的两侧端口经过光纤反馈构成双环(其结构见图1,图中的电可调衰减器(EVOA)是后面提出的方法中所加器件(初始结构图中并不存在),耦合器的2端口作为信号的写入和读出端口。偏离右环中心放置的半导体光放大器是产生相移的非线性元件,其两侧的波分复用器(WDM)用于引入和导出控制光脉冲序列,环中的偏振控制器用来调节信号光的偏振态。当理想的平行排列 3×3 耦合器的耦合强度为 $\pi/2$ 时,其输出端口与输入端口光场之间的关系可用以下传输矩阵来表示^[6]:

$$T = \begin{bmatrix} 1/2 & j\sqrt{2}/2 & -1/2 \\ j\sqrt{2}/2 & 0 & j\sqrt{2}/2 \\ -1/2 & j\sqrt{2}/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

用 E_i 和 E'_i ($i = 1, 2, 3$) 分别表示进入和离开耦合器的信号脉冲光场复振幅。当信号光脉冲 $E_{in}(t)$ 经由环型器 C1 端进入到 3×3 光纤耦合器的 2 端口时,它的分光比为 50:0:50,也就是信号将被分为等强度的两束光分别沿顺时针(CW)和逆时针(CCW)方

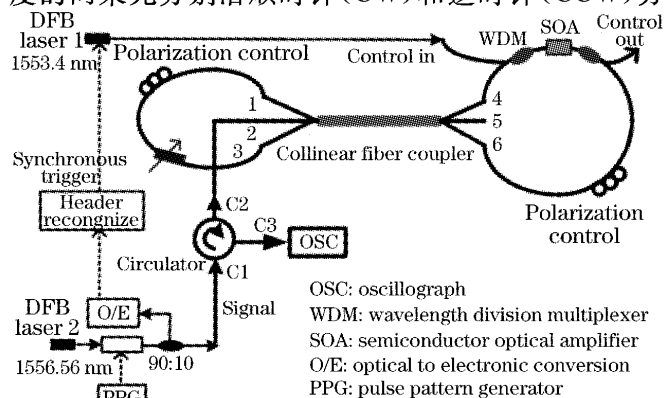


图1 双环耦合全光缓存器结构图

Fig. 1 Configuration of dual loop optical buffer

向在右侧光纤环中传输。若判断该数据包需要被缓存时,控制层通常会发出一个和顺时针信号完全同步(采用帧同步方式)的正相控制光脉冲[如图2(a)所示]。该控制光脉冲和信号光经过半导体光放大器时由于交叉相位调制和交叉增益调制的作用,顺时针和逆时针信号将经历不同的相移和增益,可用光场复振幅所对应的复增益 $g_{cw}(t), g_{ccw}(t)$ 来表示

$$g_{cw}(t) = |g_{cw}(t)| \exp[-j\varphi_{cw}(t)], \quad (2)$$

$$g_{ccw}(t) = |g_{ccw}(t)| \exp[-j\varphi_{ccw}(t)], \quad (3)$$

其中顺时针和逆时针的功率增益 G_{cw}, G_{ccw} 和复增益的关系可表示为 $G_{cw} = |g_{cw}|^2, G_{ccw} = |g_{ccw}|^2$, $\varphi_{cw}(t), \varphi_{ccw}(t)$ 是获得的非线性相移,增益和相移之间的关系可表示为^[7]

$$\varphi_{cw} - \varphi_{ccw} = -\frac{\alpha}{2} \ln\left(\frac{G_{cw}}{G_{ccw}}\right), \quad (4)$$

其中 α 为半导体光放大器线宽增强因子。记 $\varphi_{cw} - \varphi_{ccw} = \Delta\varphi$, 即在“写”控制光的作用下顺时针和逆时针信号间产生 $\Delta\varphi$ 的相移差,由(4)式得两者增益关系可表示为

$$G_{cw} = \exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) G_{ccw}, \quad (5a)$$

$$|g_{cw}| = \exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) |g_{ccw}|, \quad (5b)$$

由于半导体光放大器中交叉增益调制的影响,此时有 $G_{cw} < G_{ccw}$, 所以由(4)式知此时有 $\varphi_{cw} - \varphi_{ccw} = \Delta\varphi > 0$ 。顺时针和逆时针信号绕行右侧光纤环一周后返回耦合器的 6, 4 端口, 其光场可表示为(此时关心的是相位差, 信号光的初始相位及光纤环路所致的相移等公共项对两束光的干涉结果无影响, 此处略)

$$E_4(t) = j\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{G_{ccw}K_2} E_{in}(t-t_2), \quad (6)$$

$$E_6(t) = j\frac{\sqrt{2}}{2} \exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \sqrt{G_{ccw}} \sqrt{K_2} \times E_{in}(t-t_2) \exp(-j\Delta\varphi), \quad (7)$$

其中 K_2 为右侧光纤环损耗(包括各器件的插入损耗, 左环仅由光纤构成, 损耗很小可以忽略)。 t_2 为右

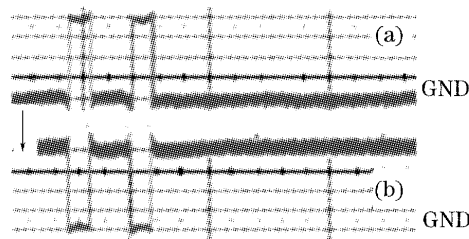


图2 控制脉冲格式。(a)正相,(b)反相

Fig. 2 Format of control pulse (a) positive, (b) negative

侧光纤环长对应时间。在实验中需要通过调节半导体光放大器驱动电流使得其增益和环路损耗相等，即 $G_{\text{CCW}}K_2 = 1$ (若 $G_{\text{CCW}} < K_2$ ，则无法补偿环路损

耗；若 $G_{\text{CCW}} > K_2$ ，则信号在环路内被循环放大将引发激现象)。调节偏振控制器使两束光偏振态一致时^[8,9]，经耦合器干涉后的结果为

$$\begin{bmatrix} E'_1 \\ E'_2 \\ E'_3 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} E_4 \\ E_5 \\ E_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\frac{\sqrt{2}}{4}E_{\text{in}}(t-t_2) \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-j\Delta\varphi) \right] \\ -\frac{1}{2}E_{\text{in}}(t-t_2) \left[1 + \exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-j\Delta\varphi) \right] \\ -j\frac{\sqrt{2}}{4}E_{\text{in}}(t-t_2) \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-j\Delta\varphi) \right] \end{bmatrix}. \quad (8)$$

实验中使用的半导体光放大器的 $\alpha = 5.31$ ，当 $\Delta\varphi = 2.85$ 时 ($\Delta\varphi$ 和 α 一一对应) 端口 2 的写入功率 $P'_2 \approx 0$ ，信号将出现在 1、3 端口，这样信号就被“写”入了双环耦合全光缓存器。由 (8) 式可计算出边端口的写入功率为

$$P'_1 = P'_3 = \frac{1}{8}P_{\text{in}}(t-t_2) \left[1 - 2\exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \cos \Delta\varphi + \exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) \right], \quad (9)$$

其中 $P_{\text{in}} = |E_{\text{in}}|^2$ ，为初始进入双环耦合全光缓存器的信号光功率。信号绕行左环一周返回耦合器干涉后，将等功率出现在 4、6 端口，此后将会一直在 8 字型光纤环中环行，这就是存储效应。当信号被缓存 m 圈后需要被读出时，控制层将会再次发出同步“读”控制脉冲，“写”脉冲与“读”脉冲之间的时间间隔恰好为数据包被缓存的时间。在半导体光放大器中经过第二次交叉相位调制调制后顺时针和逆时针信号间的相移差达到 $2\Delta\varphi = 5.7$ ，耦合器再次干涉的结果可表示为

$$\begin{bmatrix} E'_1 \\ E'_2 \\ E'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\frac{\sqrt{2}}{8}E_{\text{in}}(t-mt_d) \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-2j\Delta\varphi) \right] \\ \frac{1}{4}E_{\text{in}}(t-mt_d) \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-j\Delta\varphi) \right]^2 \\ -j\frac{\sqrt{2}}{8}E_{\text{in}}(t-mt_d) \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-2j\Delta\varphi) \right] \end{bmatrix}, \quad (10)$$

设 t_1 为左侧光纤环长对应时间， $t_d = t_1 + t_2$ 为信号缓存一周所对应的延迟时间。此时有 $P'_1 = P'_3 \approx 0$ ，信号将出现在耦合器的 2 端口被“读”出，其功率为

$$P'_{2,\text{stored}} = \frac{1}{16}P_{\text{in}} \left\{ \left[1 - 2\exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \cos \Delta\varphi + \exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) \cos 2\Delta\varphi \right]^2 + \left[\exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) \sin 2\Delta\varphi - 2\exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \sin \Delta\varphi \right]^2 \right\}, \quad (11)$$

将 $\Delta\varphi = 2.85$ 、 $2\Delta\varphi = 5.70$ 、 $\alpha = 5.31$ 代入 (11) 式得最大读出功率为

$$P'_{2,\text{stored}} = 0.378P_{\text{in}}, \quad (12)$$

读出信号经过环型器 C3 端输出。

若进入缓存器的串行数据流中某一数据包不需要被缓存时，控制层将不会发出控制光脉冲，这样顺时针和逆时针信号经过半导体光放大器时将获得相同的增益 (用 G_{CCW} 表示) 且非线性相移差 $\Delta\varphi = 0$ ，此时顺时针和逆时针信号绕行右侧光纤环一周后返回耦合器时的光场可表示为

$$E_4 = E_6 = j\frac{\sqrt{2}}{2}E_{\text{in}}(t-t_2), \quad (13)$$

经耦合器干涉后的结果为

$$P'_{2,\text{unstored}} = P_{\text{in}}, \quad (14a)$$

$$P'_1 = P'_3 = 0, \quad (14a)$$

不需要缓存的数据包同样由耦合器 2 端口、环型器 C3 端口输出。定义缓存器的传输比为

$$\chi_{\text{T}} = P'_{2,\text{stored}}/P'_{2,\text{unstored}}, \quad (15)$$

由 (11) 式和 (14a) 式可知：无论半导体光放大器的 α 为何值， χ_{T} 始终小于 1 (只有当 $\alpha \rightarrow \infty$ 时有 $\chi_{\text{T}} \rightarrow 1$ ，但在实际中不可能满足此条件)，缓存后输出的与不需要缓存直接输出的数据包间功率不均衡。当 $\alpha = 5.31$ 时， χ_{T} 仅为 0.378，这就使得网络下一节点无法正确接收数据。

将通常惯用的正相控制光脉冲反相[见图 2(b)所示]后控制此类全光缓存器,记 $\varphi_{\text{CW}} - \varphi_{\text{CCW}} = \Delta\varphi'$ 。此时有 $G_{\text{CW}} > G_{\text{CCW}}$, 所以由 (4) 式知 $\Delta\varphi' < 0$, (5) 式~(11) 式中的 $\Delta\varphi$ 也就相应变为了 $\Delta\varphi'$ 。但 $\Delta\varphi$ 和 $\Delta\varphi'$ 有如下关系:

$$\Delta\varphi' = -\Delta\varphi, \quad |\Delta\varphi'| = |\Delta\varphi|, \quad (16)$$

若(5)式到(11)式仍用 $\Delta\varphi$ 来描述,则 $\exp(-\Delta\varphi/\alpha)$, $\exp(-2\Delta\varphi/\alpha)$, $\exp(-j\Delta\varphi)$ 和 $\exp(-2j\Delta\varphi)$ 相应变为 $\exp(\Delta\varphi/\alpha)$, $\exp(2\Delta\varphi/\alpha)$, $\exp(j\Delta\varphi)$, $\exp(2j\Delta\varphi)$, (12) 式变为了

$$\begin{bmatrix} E'_1 \\ E'_2 \\ E'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\frac{\sqrt{2}}{8}E_{\text{in}}(t - mt_d) \sqrt{K_1^m} \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-2j\Delta\varphi) \right] \\ \frac{1}{4}E_{\text{in}}(t - mt_d) \sqrt{K_1^m} \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-j\Delta\varphi) \right]^2 \\ -j\frac{\sqrt{2}}{8}E_{\text{in}}(t - mt_d) \sqrt{K_1^m} \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Delta\varphi}{\alpha}\right) \exp(-2j\Delta\varphi) \right] \end{bmatrix}, \quad (18)$$

此时缓存后输出数据包的功率极大值变为 $P'_{2,\text{stored}} = 4.446K_1^m P_{\text{in}}$ 。由于不被缓存的数据包绕行右侧光纤环一周在耦合器中二次干涉后将 2 端口输出,并不经过左侧光纤环,其输出功率不受电可调衰减器的影响,仍为 $P'_{2,\text{unstored}} = P_{\text{in}}$ 。通过调节 K_1 数值使其满足 $4.446K_1^m = 1$, 这样就可以使得缓存器的传输比 $\chi_T = 1$, 从而获得均衡的输出功率。

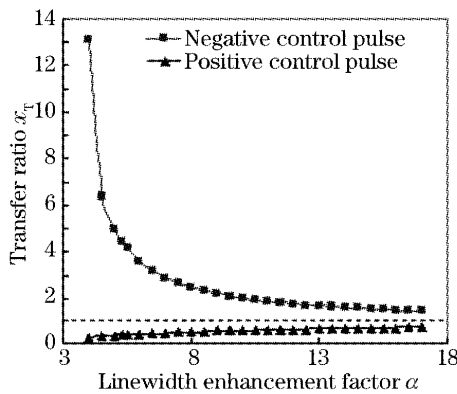


图 3 传输比随线宽增强因子变化曲线

Fig. 3 Transfer ratio against different linewidth enhancement factor

3 实验结果

实验系统中双环耦合全光缓存器的 8 字型光纤环长对应时间为 $9.9 \mu\text{s}$, 半导体光放大器为 Inphenix 公司产品, 自行设计的驱动电路内驱动电流在 $0 \sim 250 \text{ mA}$ 之间可调, 实验中设在 140 mA 。电可调衰减器的电压调节范围是 $\pm 6.5 \text{ V}$, 衰减

$$P'_{2,\text{stored}} = 4.446P_{\text{in}}. \quad (17)$$

图 3 给出了 α 在 $4 \sim 17$ 之间变化时控制光反相前后双环耦合全光缓存器的传输比, 由图可以清晰地看到利用反相控制光脉冲可以获得大于 1 的传输比, 此时缓存后输出的数据包获得的过剩增益可以通过在双环耦合全光缓存器左环引入损耗为 K_1 的电可调衰减器(EVOA)来消除(位置如图 1 所示)。信号每经过左环一次就会引入损耗 K_1 , 这样信号被缓存 m 圈后返回耦合器时的光场为

在 $0 \sim 44 \text{ dB}$ 之间可调。信号光和控制光的波长分别是 1556.56 nm 和 1553.4 nm , 波分复用器的中心波长与信号光相同, 带宽 50 GHz 。由码型发生器(Pulse pattern generator, PPG)发出的信号光要先经过一个 $90:10$ 的耦合器, 90% 的信号光经环形器后进入缓存器, 10% 的信号光进入接收单元进行光电变换、帧头识别。如果判断该数据包需要被缓存时就会向激光器 2 发出一个同步的触发电信号, 激光器 2 接收到该触发电信号后就会发出两个相邻的控制脉冲 1(用于写入)和 2(用于读出), 脉冲 1 和该数据包同步, 脉冲 2 和脉冲 1 之间的时间间隔即为该数据包需要被缓存的时间。如果判断数据包不需要被缓存, 则不会有同步触发电信号发出, 那么 2 号激光器也就不会发出控制光脉冲了。图 4 中(a)、图 4(b)分别为反相后的控制光脉冲和由 2 端口输入耦合器的信号光格式, 信号速率 2.5 Gb/s , 每一数据包有 1024 字节数据, 相邻数据包的间隔为 $19.8 \mu\text{s}$ 。控制光和信号光之间采用帧同步的方式, 控制光脉宽 $3.3 \mu\text{s}$, 脉冲 1 和 2 的间隔为 $9.9 \mu\text{s}$, 分别用于“写”入和“读”出数据包 A。数据包 B 和 C 是不需要缓存的数据包, 所以没有控制光和其同步。图 4(c)和图 4(d)均为双环耦合全光缓存器输出波形, 没有控制光作用的数据包 B 和 C 将不被缓存而直接输出, 包 A 在缓存器中缓存一周即 $9.9 \mu\text{s}$ 后被读出, 所以包 A 与 B 的间隔由输入时的 $19.8 \mu\text{s}$ 减小到了 $9.9 \mu\text{s}$ 。其中图 4(c) 为采用正相控制脉冲时的结

果,由图可以看到数据流经缓存器后输出功率不均衡,传输比和前面的理论计算相吻合。图 4(d)是采用反相控制脉冲并在左环引入电可调衰减器后输出结果,通过调节电可调衰减器的工作电压可以获得均衡的功率输出。图 5 是输出数据流的眼图,由实验结果可以看到采用反相控制脉冲后缓存器的性能得到了极大改善。当数据包需要被缓存多圈时只需按要求调整“读”控制脉冲 2 和“写”控制脉冲 1 的时间间隔即可,实验效果和单圈相同。使用反相脉冲

控制的双环耦合全光缓存器已成功地在光弹性分组环(Optical resilient packet ring, ORPR)中完成了光域内的数据缓存。

4 结 论

由以上的理论分析和实验结果可以看出:采用反相控制光脉冲配合电可调衰减器可以有效解决双环耦合全光缓存器中输出功率不均衡这一难题,该方法简单易行,且适用于所有基于半导体光放大器的环路型全光缓存器,能大大提高此类全光缓存器的输出性能。

参 考 文 献

- 1 R. Langenhorst, M. Eiselt, W. Pieper *et al.*. Fiber loop optical buffer[J]. *J. Lightwave Technology*, 1996, **14**(3): 324~335
- 2 Yong-Kee Yeo, Jianjun Yu, Gee-Kung Chang. A dynamically reconfigurable folded-path time delay buffer for optical packet switching[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(11): 2559~2561
- 3 Xiaobin Hong, Yue Chen, Jintong Lin. Erasable fiber loop optical buffer[C]. *APCC/OECC'99*, 1999, **2**: 1406~1409
- 4 A. J. Poustie, K. J. Blow, R. J. Manning. Amplitude restoration and storage threshold in all optical memory[C]. *11th Integrated Optics and Optical Fiber Communication and 23rd European Conference on Optical Communication*, 1997, **2**: 69~72
- 5 A. M. Liu, C. Q. Wu, Y. D. Gong *et al.*. Dual-loop optical buffer (DLOB) based on a 3×3 collinear fiber coupler[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(9): 2129~2131
- 6 Yao Shouquan, Wang Yong, Lu Shanda. Analysis of coupling power for fused-biconical linear format signal mode optical fiber directional coupler[J]. *Acta Optica Sinica*, 1990, **10**(11): 1040~1046 (in Chinese)
- 姚寿铨,王 勇,陆善达. 熔锥直线型单模光纤定向耦合器的光功率耦合分析[J]. *光学学报*, 1990, **10**(11): 1040~1046
- 7 M. Eiselt, W. Pieper, H. G. Weber. SLALOM: Semiconductor laser amplifier in a loop mirror[J]. *J. Lightwave Technology*, 1995, **13**(10): 2099~2111
- 8 Yao Yi, Shi Kun, Lu Weidong. In-line signal mode fiber polarization controller[J]. *Acta Optics Sinica*, 1995, **15**(5): 636~640 (in Chinese)
- 姚 毅,施 昆,路伟东. 在线单模光纤偏振控制器研究[J]. *光学学报*, 1995, **15**(5): 636~640
- 9 He Na, Wu Chongqing, Wei Yan *et al.*. Fused planar single mode fiber coupler[J]. *Chin. J. Lasers*, 2004, **31**(3): 324~327 (in Chinese)
- 何 娜,吴重庆,卫 炎等. 熔锥平行排列单模光纤耦合器的研究[J]. *中国激光*, 2004, **31**(3): 324~327

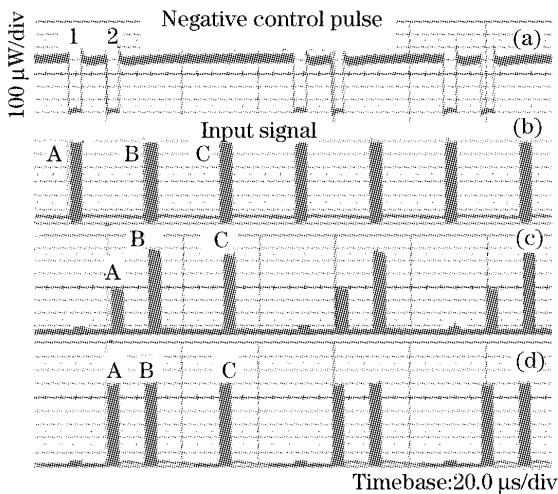


图 4 示波器输出结果

Fig. 4 Trace of oscillograph

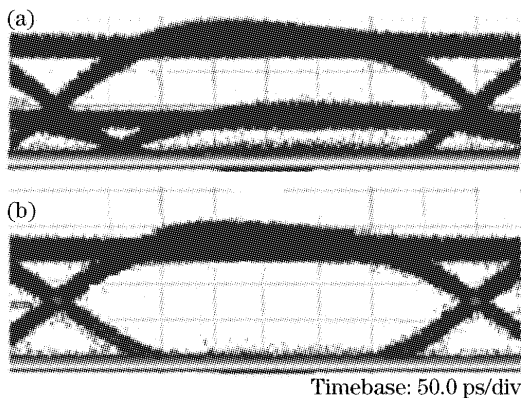


图 5 采用(a)正相控制脉冲,(b)反相控制脉冲时输出数据包眼图

Fig. 5 Eye patterns with positive (a), negative (b) control pulse