

文章编号: 0258-7025(2009)08-2035-07

# 基于相干自混频原理的马赫-曾德尔调制器偏置点的监测

闻 和<sup>1,2</sup> 葛逸宏<sup>1,2</sup> 姜 欢<sup>1,2</sup> 郑小平<sup>1,2</sup> 张汉一<sup>1,2</sup> 郭奕理<sup>1,2</sup>

(<sup>1</sup>清华大学电子工程系集成光电子国家重点实验室, 北京 100084)  
<sup>2</sup>清华信息科学与技术国家实验室, 北京 100084

**摘要** 提出并实现了用相干自混频方法监测马赫-曾德尔调制器(MZM)零偏置点漂移,将同一光源所产生的部分未调制光和调制后的光进行混频,利用混频光功率的最大最小值之比作为监测量监测。相比于监测信号光平均光功率的方法,可使±5%偏置点漂移下的灵敏度从0.02 dB提高到0.3 dB。利用设计完成的硬件反馈控制系统进行了多次实验,讨论了影响系统工作的各种因素及相应的解决办法,结果表明该方法工作有效。

**关键词** 光通信; 相干混频; 信号监测; 马赫-曾德尔调制器; 偏置点控制

中图分类号 TN832+.1

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL20093608.2035

## Monitoring Bias Offset Drift of Mach-Zehnder Modulator Based on Coherent Hybrid Scheme

Wen He<sup>1,2</sup> Ge Yihong<sup>1,2</sup> Jiang Huan<sup>1,2</sup> Zheng Xiaoping<sup>1,2</sup> Zhang Hanyi<sup>1,2</sup> Guo Yili<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, Department of Electronic Engineering,  
Tsinghua University, Beijing 100084, China

<sup>2</sup>Tsinghua National Laboratory for Information Science and Technology (TNList), Beijing 100084, China

**Abstract** A method called coherent hybrid is proposed to monitor the bias offset drift of Mach-Zehnder modulator (MZM) by mixing the unmodulated local oscillation lightwave with the modulated signal from the same light source and measuring the hybrid power ratio of the maximum to the minimum. The sensitivity at ±5% bias offset is improved from 0.02 dB to 0.3 dB compared with the traditional method by measuring the signal average power. Experiments are carried out with the developed feedback and control system based on this scheme to find the impairment factors and explore the proper solutions. The results reveal the feasibility and effectiveness of the method.

**Key words** optical communication; coherent hybrid; impairment monitoring; Mach-Zehnder modulator; bias control

### 1 引 言

近年来,差分相移键控(DPSK)信号由于其突出的传输性能而备受关注<sup>[1,2]</sup>,如相比于传统的开关键控(OOK)信号接收光信号比(OSNR)的要求可以降低近3 dB<sup>[3,4]</sup>,具有较大的色散和非线性容限,可以支持更长距离和更高频谱密度的传输等<sup>[5]</sup>,采用平衡接收方式可以耐受窄带滤波和信号功率波动的影响。DSPK通常由静态工作点偏置在零点的马

赫-曾德尔调制器(MZM)产生,但由于环境温度变化、器件老化等原因,MZM的零偏置点会随时间发生缓慢的漂移,导致信号质量恶化,影响系统性能。实验结果表明,当驱动电压的幅度小于调制器半波电压1.4倍时,5%的零点漂移(零点电压漂移与调制器半波电压的比值)将导致解调信号的误码率上升一个数量级;而在光微波信号产生中,零点的漂移将增大光微波信号的偶次谐频分量,从而增大信号

收稿日期: 2008-09-10; 收到修改稿日期: 2008-12-26

基金项目: 国家 973 计划(2006CB302805)和国家 863 计划(2009AA01Z223, 2009AA01Z253)资助项目。

作者简介: 闻 和(1977—),男,博士,助理研究员,主要从事信号质量监测、全光波长变换以及微波光子学方面的研究。E-mail: wen-he@tsinghua.edu.cn

的带内串扰等。为此,需要引入调制器偏置点的监测与稳定措施。

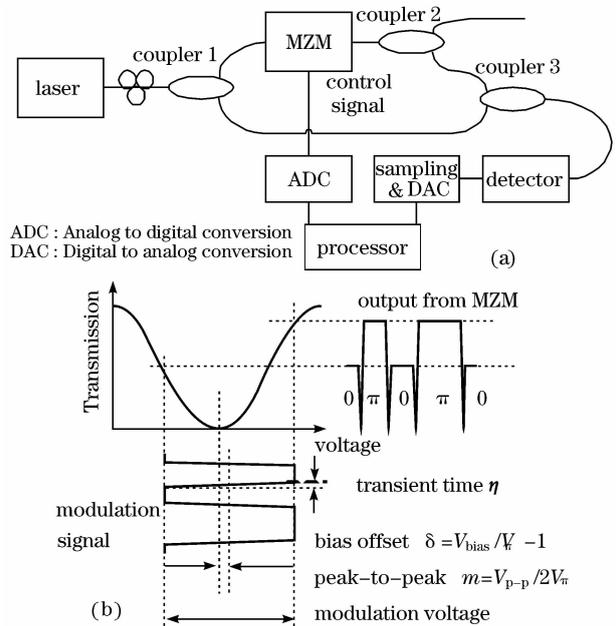
关于该问题的研究已经有不少报道,比如对偏置电压加微扰,通过检测调制光中微扰信号的特征物理量变化,如频率分量、占空比、对称性、平均功率等来监测零点漂移<sup>[6~8]</sup>,该方法具有较高的监测灵敏度,但是需要额外的加扰装置,另外会影响通信信号而引入功率代价。因此,不加微扰的方法更具吸引力,目前已有一些技术解决方案报道,它们分别是监测调制相移键控信号光平均光功率;监测反向注入光的平均光功率<sup>[9,10]</sup>和用双光子探测器监测平均光功率<sup>[11]</sup>,监控调制器温度<sup>[12,13]</sup>,控制信号光以特定方向入射<sup>[14]</sup>和特殊结构调制器<sup>[15]</sup>。信号光平均光功率监测装置简单,但是,信号光功率对调制器的零点漂移不敏感,零点偏移中心 $\pm 5\%$ 时引起的平均功率变化不到 0.05 dB,而且在信号调制深度接近 0.5 时几乎失效;反向注入光平均功率监测具有较高的灵敏度,但是需要独立的光源而增加成本;双光子探测方法利用探测器与输入光功率的非线性关系可以提高监测灵敏度,但该探测器存在较低的探测效率、较大的偏振相关性和价格高等缺点。这 3 种方案的监测量都是光功率的绝对值,容易受光源自身功率不稳定的影响。调制器温度监控可以克服温度变化的影响,但需要封装温度传感器和帕尔帖制冷器,而现有商用调制器一般都没有此封装;精确控制信号光以特定方向入射较为困难,而特殊结构调制器目前还未商用化,而且这 3 种方案主要解决调制器的温度敏感性,对于其他因素引起的偏置点漂移就难以奏效了。本文提出了相干自混频方法监测 MZM 的零点漂移,将同一光源所产生的部分未调制光和调制后的光进行混频,利用混频光功率的最大最小值之比作为监测量监测。相比于监测信号光平均光功率的方法,可使 $\pm 5\%$ 偏置点漂移下的灵敏度从 0.02 dB 提高到 0.3 dB,此外,该方法还可以监测用相位调制器产生归零 DPSK 信号中的切割脉冲定时对准和相位调制深度<sup>[16]</sup>。

## 2 相干自混频方法及其原理

本监测方法的结构装置如图 1(a)所示,其中激光器发出的激光在进入 MZM 之前分为两束,其中一束经过调制得到 DPSK 信号,另外一束与 DPSK 信号光经过耦合器合波,两支路光的光程差控制在小于激光的相干长度之内。混合光被低速探测器探测、采样、模数转换、经数据处理和反馈控制 MZM

的偏置电压。其中处理器完成记录一定时间窗口  $T_w$ (由数据采集处理速度决定)内功率数值的最大值和最小值,并计算二者的比值,称为功率极值比。对多个连续时间窗口内的功率极值比求平均得到稳定的全局功率极值比,根据该比值判断在观察时间段内调制器偏置点是否漂移,然后做出相应的调整。

该方法的工作原理是基于业务信号为 0,1 等概率分布的平稳信号的假设。当 MZM 偏置点位于零点时,由于 0,1(或者  $0, \pi$ )的能量相等,信号光便完全退偏,偏振度极低,与直流光的干涉最小;如果上述影响导致理想条件被破坏后,见图 1(b),信号光的偏振度便增大,与直流光的干涉增大,只要改变直流光与信号光的相位差就能根据混合光的功率变化得到干涉光功率。实验中,不对该相位差做任何控制,而是利用两支路自身存在的光程差,在环境的扰动下自然完成相位差的扫描变化,这是该方法的一个优点,另外一个优点是以混合光功率的极大值与极小值之比作为特征参量,这样就可以消除对光源绝对功率变化的影响。



1 相干混频方法混合监测 MZM 偏置点。(a)结构装置图;  
(b) MZM 偏置点漂移影响

Fig. 1 Configuration of the coherent hybrid scheme to monitoring the bias offset of MZM. (a) system setup; (b) illustration of the impact given by bias offset

对该方法进行定量分析。假设调制信号为二进制等概率分布的双极性信号,脉冲形状为梯形,即连接 0,1 两个状态之间的过渡沿为线性变化,对比特

周期归一化的过渡时间为  $\eta$ ，则可以得到零点电压漂移与混频光功率的关系

$$\langle |E_{\text{hyb}}(nT_w)|^2 \rangle = r^2 \langle |E_s|^2 \rangle + 1 + r \times \left[ (2 - \eta) \cos \frac{m\pi}{2} + \frac{2\eta}{m\pi} \sin \frac{m\pi}{2} \right] \times \sin \frac{\delta}{2} \cos \Delta\alpha(nT_w) \cos \theta, \quad (1)$$

$$\langle |E_s|^2 \rangle = \frac{1}{2} - \frac{\cos \delta}{4} \left[ (2 - \eta) \cos m\pi + \eta \frac{\sin m\pi}{m\pi} \right], \quad (2)$$

其中  $\theta$  是信号光和本振光矢量之间的偏振夹角， $\Delta\alpha(nT_w)$  是信号光与本振光在第  $n$  个时间窗口内的平均相位差， $r^2$  是对本振光功率归一化后的信号光功率， $\delta = \frac{V_{\text{bias}}}{V_\pi} - 1$  表示调制器的零点相对于半波电压的偏移，电压峰峰值与调制深度  $m$  的关系为  $V_{\text{p-p}} = 2mV_\pi$ ， $T_w$  是由系统带宽决定的窗口时间，通常为毫秒量级，这对于信号足够长，所以可以不考虑信号码型的影响，而对于缓慢变化的相位差而言，该时间又足够短，所以可认为信号光和本振光的相位差基本恒定，在足够长的观察时间（几百毫秒）内才会观察到功率的变化。

从(2)式不难看出，当  $m$  等于中括号中超越方程的根  $m_0$ （大约为 0.5）时，余弦函数的幅度为零，即信号光的平均功率变得与零点偏移无关，此时该方法失效。而在描述混频光功率的(1)式中，由于代表正弦函数幅度的超越方程（中括号项）当  $m$  在 0 到 1 之间时没有根，所以该方法对于各种幅度调制深度都有效。

### 3 实验验证

采用如图 1(a) 所示的实验装置进行了对比实验，其中相位调制信号为 Anritsu 公司 MP1761 B 所产生的 10 Gbit/s 长度为  $2^{31} - 1$  的 PRBS 序列，经过 RFIC 公司的 OC192 数据驱动器放大，10% ~ 90% 的上升下降沿时间为 33 ps。强度调制器为世维通公司的 10 GHz 马赫-曾德尔调制器，直流半波约为 6.6 V。利用如图 2 所示的监控电路装置记录不同 MZM 偏置电压下的功率极值比。经过调试与优化，确定工作参数为：ADC 采样速率为 64 点/s（窗口时间为 1/64 s），每 16 s 根据全局功率极值比做出一次判断调整，以兼顾系统响应速度和稳定性的要求。

图 3 给出了在此工作条件下，对不同 MZM 偏

置电压下连续采样 104 s 的数据。可以看出，由于信号光和本振光之间的相位差变化，混合光功率在起伏变化，不同的 MZM 偏置电压对应着不同的变化幅度，最佳的偏置电压对应着最小的变化幅度，这说明利用变化幅度（对应着功率极值比）来度量偏置点是可行的。平均意义上，混频光功率几秒钟将分别经历一次功率极大与极小值，这说明十几秒钟做一次判断调整是合适的，而 MZM 偏置点的变化速度是慢于此速度的，所以用此方法进行偏置点监测是可行的。

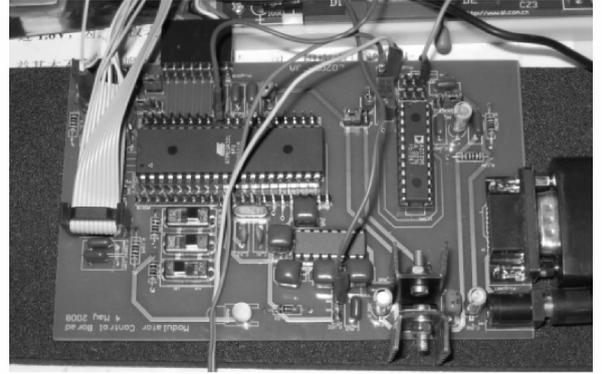


图 2 反馈控制系统电路照片

Fig. 2 Photo of the feedback control circuit

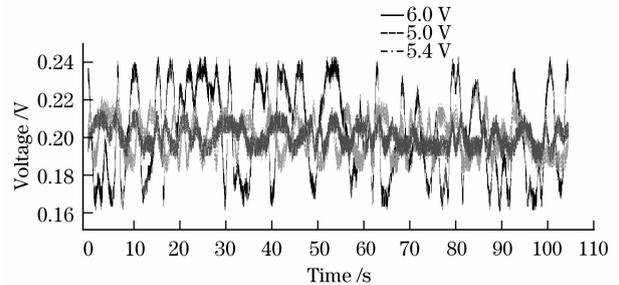


图 3 不同偏置电压下混频光探测电压

Fig. 3 Detected hybrid power in voltage with different bias voltage

图 4 (a) 和 (b) 分别给出了采用本方法获得的功率极值比和传统方法获得的平均光功率在不同幅度调制系数条件下与零点偏移的关系，其中离散点为实验结果，线段为理论计算结果，其中计算的拟合参数为  $r=1$ ， $\eta=0.31$  和  $\theta = \pi/6$ 。插图分别给出了零点偏移分别为 -5%、0 和 5% 条件下的 DPSK 信号的测量眼图（图 4(a)）和仿真眼图（图 4(b)），估计的幅度调制系数  $m$  为 0.7。

可以看出，理论预计与实验结果吻合得很好。在相干自混频方法中功率极值比随零偏置点偏移呈线性变化，具有较大的变化斜率， $\pm 5\%$  的零点偏移引起的极值功率差可以达到 0.3 dB 或更多；而信号

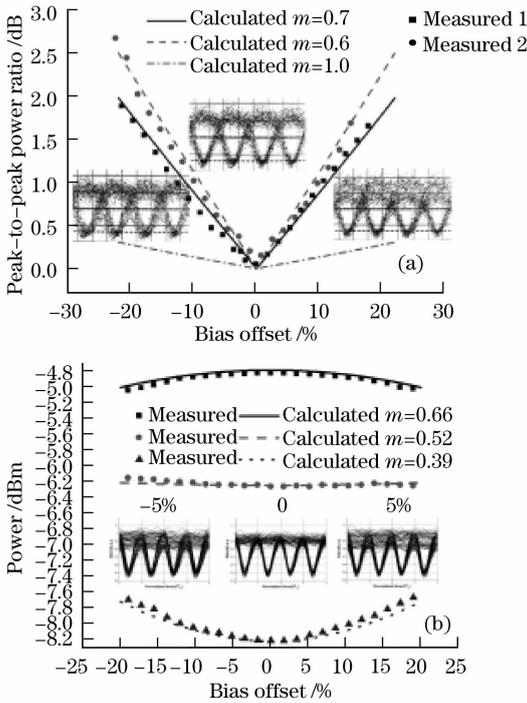


图4 相干自混频方法 (a)与信号平均光功率方法 (b)监测 MZM 的零点偏置漂移对比

Fig. 4 Comparison between coherent hybrid scheme (a) with the average signal power measurement scheme (b) in monitoring the bias offset of MZM

平均功率监测方法中,信号功率随零点偏移呈抛物线型变化,在零偏移附近的变化很小,±5%的零点偏移引起的平均功率变化只有 0.02 dB。由于监测量是绝对功率,所以如此小的功率变化很容易被光源自身功率变化所掩盖。另外,如理论预计的那样,当幅度调制系数接近 0.5 时,该方法失效。造成这两种方法区别的原因是:前者提取的是  $0, \pi$  符号的平均功率差,而后者提取的是它们的功率平均,所以前者在零偏移点附近有较高的灵敏度。

由于信号光与本振光之间的相位差不受控,仅依靠环境扰动来扫描功率极值,这种方法是否可行,另外,偏振等因素对其影响如何,这些问题在第 4 节中进行讨论。

## 4 影响因素讨论

先分析环境扰动相位差扫描的可行性。若将两支路的光程看作是由若干小段独立的光程组成,它们对相位差的贡献是独立分布的,则由光程差引起的相位差变化可以看作一维高斯分布,其中高斯分布的方差正比于光程差,而相位差的分布变为布朗运动,则可以利用有关首达时间理论计算相位差从 0 到  $\pi$  所需的时间  $T_{\pm\pi} = \inf\{t_{\pm\pi} - t_0 > 0\}$  分布<sup>[17]</sup>

$$q_{\pi(-\pi)}(t) = \frac{\sigma_b^2}{\pi} \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \left(j + \frac{1}{2}\right) \times \exp\left[-\frac{(j + 1/2)^2 \sigma_b^2 t}{2}\right], \quad (3)$$

从而可以计算出其首达时间的均值  $[T_{\pm\pi}] = \frac{\pi^2}{\sigma_b^2}$ , 方差  $[T_{\pm\pi}^2] = \infty$ , 其中  $\sigma_b^2$  为布朗运动的强度。这说明对相位不控制的相干自混频方法是可以以概率 1 经历功率的极大和极小值,且有有限的平均值,该平均值反比于两支路的光程差,但是波动性很大,使得方差无限。实际中,激光器的波长波动(如市电干扰导致驱动电流不稳)也会引入相位移,这样可以缩短经历功率极大极小值所需的时间。

由(1)式可知,本方法主要对信号光与本振光之间的偏振夹角以及信号的归一化渡越时间  $\eta$  敏感,而对光源功率、波长不敏感。于是以这些参数为变量,记录不同组合条件下在任一指定偏置点测得的功率极值比,结果如表 1 所示。

表 1 不同条件下的功率极值比较

Table 1 Comparison of PPR under various conditions

Serial num.	Avg. PPR	Wavelength /nm	With /without pigtail	Power /dBm	Bit rate /GHz	Pol. state
1	1.427	1550.4	without	6.0	10.0	0
2	1.557	1550.4	with	6.0	10.0	1
3	1.357	1550.4	with	6.0	10.0	2
4	1.121	1550.4	with	6.0	10.0	3
5	1.588	1550.4	with	6.0	10.0	4
6	1.370	1550.4	with	6.0	10.0	5
7	1.150	1550.4	with	6.0	10.0	6
8	1.544	1550.4	with	6.0	10.0	7
9	1.584	1551.4	with	6.0	10.0	7
10	1.335	1540.4	with	6.0	10.0	7
11	1.365	1540.4	with	3.0	10.0	7
12	1.399	1540.4	with	0.0	10.0	7
13	1.327	1540.4	with	6.0	2.5	7
14	1.332	1540.4	with	6.0	5.0	7
15	1.400	1540.4	with	6.0	12.5	7

可以看出,偏振态确实对功率极值比有影响,在 7 种不同的偏振态下,功率极值比的最大和最小值分别为 1.588 和 1.121,这说明该方法的应用需要控制偏振态。不过好在信号光和本振光的偏振态相对稳定,因此只要固定好即可,不用经常性地调节,实验中也发现偏振态是比较稳定的,在相同的偏置

电压下测量结果可重复。大范围调谐波长,功率极值比也会有变化,分析这是两支路存在微弱的双折射,波长改变使得达到耦合器干涉的信号光和本振光的偏振方向发生了变化所致,而小范围调谐则没有显著影响。如预计那样,光源功率变化对结果没有影响,而速率增加使得信号归一化的渡越时间变长,将提高功率极值比,这可以用(1)式计算得出,这说明本方法对于高速信号的监测更有利,因为器件带宽限制会使归一化的渡越时间变长。

将反馈控制信号和一个恒定电压通过电阻网络接到 MZM 的偏置电压端口,构成反馈环路来控制稳定 MZM 的偏置点。图 5(a)给出了一个典型的反馈控制收敛过程中控制电压与功率极值比的变化关系,其中偏置电压初始值远离最佳值,反馈控制系统检测到功率极值比大于绝对阈值(表征偏置点漂移的最小功率极值比,大于此数值便进行调整,否则不动作。为了容忍一定的变化波动,一般取 1.1,该数值也可以自适应调整),则开始调整。默认的调整方向是增大偏置电压,由于发现调整方向错误,所以减小偏置电压,使得功率极值比降下来。因为调整步长为0.62 V较大,所以在最佳值附近振荡,当连续检测到两次振荡后,将步长减半,最终接近最佳偏置点并稳定下来,此时的功率极值比小于 1.1,略有所波动。图5(b)给出了一个长时间的跟踪记录,可以看出偏置电压初值稳定在最佳点附近,但由于 MZM 的偏置点漂移,反馈系统随之调整跟踪,使得功率极值比最终稳定下来,这说明系统是有效工作的。

利用此反馈控制系统进行了 20 次反馈控制实验,测试了在不同初值偏压、信号波长、信号速率、信号编码以及光源功率条件下的偏置电压收敛稳定

情况,结果如表 2 所示。其中 17 次实验都收敛到最佳偏置点,另外 3 次为分别改变电端口、驱动器增益以及时钟信号 3 种情况下偏置点在最佳值附近上下振荡,原因是这 3 种情况下由于调制信号的不对称性(信号眼图交叉点占高比明显偏离 50%或者发生严重畸变)使得最佳偏置点对应的功率极值比超过了设定的绝对阈值 1.1,解决办法是通过自适应地提高绝对阈值来避免振荡。

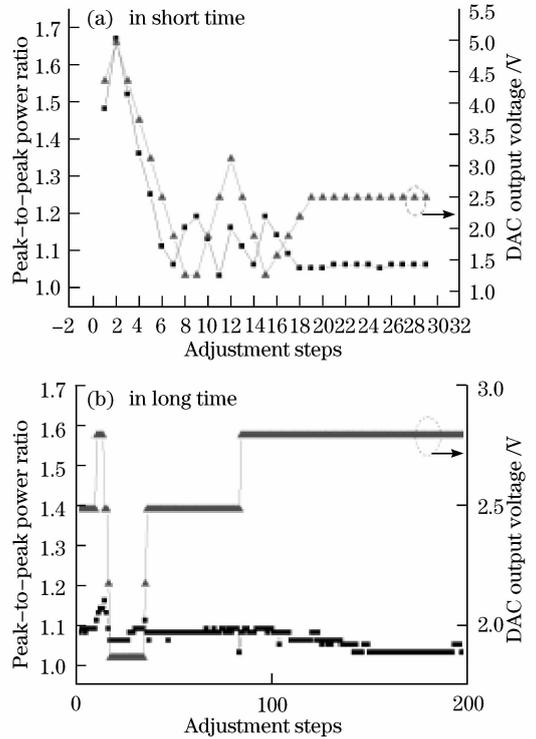


图 5 反馈控制收敛过程中控制电压与功率极值比的变化关系

Fig. 5 Control voltage versus the peak-to-peak power ratio in the converging process with feedback control mechanism

表 2 不同条件下的反馈控制结果汇总

Table 2 Summary of feedback control process with various conditions

Serial number	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Trigger threshold	0.05	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03
Initial PPR threshold	1.10	1.10	1.10	1.10	1.10	1.10	1.10	1.05	1.10	1.10
Initial adjustment step size /V	0.31	0.31	0.31	0.62	0.31	0.31	0.31	0.31	0.31	0.31
Initial bias /V	0.31	0.31	0.31	4.35	2.48	4.35	4.35	4.35	4.35	4.35
Converged at the end	Y	Y	Y	Y	Y	N	Y	Y	Y	Y



## 5 结 论

提出了一种监测 MZM 偏置点漂移的相干自混频方法。理论分析和实验结果表明,该方法不需要扰动业务信号,相比于平均光功率监测方法,具有较高的监测灵敏度,可使±5%偏置点漂移下的灵敏度从 0.02 dB 提高到 0.3 dB。另外,该方法对光源的绝对功率水平不敏感,可以减小光源功率波动的影响。基于该方法开发了监控系统,在不同条件下做了大量的实验测试对比,结果证实了其可行性和正确性。反馈控制实验结果表明,调制信号波形的畸变可降低测量的极值功率比从而在收敛过程中振荡,今后的研究工作将通过合理选取关键参数,进一步优化调整算法来提高其健壮性,使该系统可用到实际设备中。

## 参 考 文 献

- 1 C. Xu, X. Liu, X. Wei. Differential phase-shift keying for high spectral efficiency optical transmissions[J]. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, 2004, **10**(2): 281~293
- 2 A. H. Gnauck, P. J. Winzer. Optical phase-shift-keyed transmission [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2005, **23**(1): 115~130
- 3 W. A. Atia, R. S. Bondurant. Demonstration of return-to-zero signaling in both OOK and DPSK formats to improve receiver sensitivity in an optically preamplified receiver[C]. *Proc. Lasers and Electro-Optics Society 1999 12th Annual Meeting*, San Francisco, CA, 1999, **1**: 226~227
- 4 J. H. Sinsky, A. Adamiecki, A. H. Gnauck. A 42.7-Gb/s integrated balanced optical front end with record sensitivity[C]. *Proc. Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest, Washington, DC*, 2003, **3**: 1~3
- 5 K. Yonenaga, K. Hagimoto. 10-Gbit/s × four-channel WDM transmission experiment over 2400-km DSF using optical DPSK direct detection scheme [C]. In *Proc. Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest, Washington, DC: Optical Society of America*. 1997: 331~332
- 6 M. -L. Kao, Y. -K. Park. Modulator-based lightwave transmitter[P]. *US Patent*: 5208817, 1993. 05-04
- 7 P. Le, X. Cheng. Bias control and method for electro-optic modulators[P]. *US 5343324*, 1994. 08-30
- 8 S. Kajiya, K. Ishida, K. Shimizu *et al.*. Optical transmission apparatus and bias voltage control method for the optical modulator[P] *US Patent*: 7092643, 2006. 08-15
- 9 T. Kataoka, K. Hagimoto. Novel automatic bias voltage control for traveling-wave electrode optical modulators [J]. *Electron. Lett.*, 1991, **27**(11): 943~945
- 10 K. Sekine, C. Hasegawa, N. Kikuchi *et al.*. A novel bias control technique for MZ modulator with monitoring power of backward light for advanced modulation formats [C]. *Proc. Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest, Washington, DC: Optical Society of America*. 2007: OTuH5
- 11 C. Tian, T. Naito. Optical modulator bias monitoring with two-photon-absorption in Si-APD in advanced modulation formats optical transmitters [C]. *Proc. Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest, Washington, DC: Optical Society of America*, 2006: W181
- 12 Tang Duoqiang, Zhang Haibin, Hu Hongzhang *et al.*. Temperature property of integrated AOTF and its high accuracy digital control[J]. *Chinese J. Lasers*, 2003, **30**(7): 629~632
- 13 唐多强, 张海斌, 胡鸿璋等. 集成光学声光可调谐滤波器的温度特性及其精密数字控制[J]. *中国激光*, 2003, **30**(7): 629~632
- 14 Deng Yongkai, Li Ye, Cao Jianping *et al.*. Suppression of fluctuation of residual amplitude modulation in electro-optical phase modulators[J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(7): 1063~1068
- 15 邓勇开, 李 烨, 曹建平等. 电光相位调制器中剩余幅度调制变化的抑制[J]. *光学学报*, 2006, **26**(7): 1063~1068
- 14 Lin Kaiyan, Xu Jie, Wang Hongcheng *et al.*. Temperature properties of uniaxial crystal electro-optic modulator[J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(8): 1051~1055
- 15 林凯燕, 许 婕, 王红成等. 单轴晶体电光调制器的温度特性 [J]. *中国激光*, 2006, **33**(8): 1051~1055
- 15 Zheng Guoliang, She Weilong. A temperature insensitive design for electro-optic modulator and variable optical attenuator [J]. *Chinese J. Lasers*, 2005, **32**(8): 1077~1080
- 16 郑国梁, 余卫龙. 温度不敏感电光调制器和保偏光衰减器设计 [J]. *中国激光*, 2005, **32**(8): 1077~1080
- 16 H. Wen, X. Chen, H. Jiang. Simultaneous pulse carving misalignment and  $\pi$ -phase-shift monitoring of a return-to-zero differential phase-shift keying system using a coherent hybrid[J]. *Opt. Lett.*, 2008, **33**(12): 1300~1302
- 17 D. A. Darling, A. J. F. Siegert. The first passage problem for a continuous Markov process[J]. *J. Ann. Math. Statist.*, 1953, **24**: 624~639