

## 激光通信中马赫曾德调制器无抖动偏置控制技术

丁 良<sup>1,2</sup>, 吴志勇<sup>1</sup>, 李学良<sup>1</sup>, 谷雨聪<sup>1,2</sup>, 胡金田<sup>1,2</sup>, 尹景隆<sup>1,2</sup>

- (1. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;
2. 中国科学院大学 材料科学与光电技术学院, 北京 100049)

**摘要:**为实现马赫曾德调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)工作时偏置点的稳定控制,提出了一种基于平均光功率斜率值检测的简单有效的控制方案。首先,分析了 MZM 工作时偏置点稳定控制技术的重要性,从理论上研究了控制算法的可行性,然后,利用 Matlab 进行了仿真验证,最后在搭建的实验平台上进行了 MZM 工作偏置点稳定控制系统的实验验证。结果表明该控制方法是一种适用于多种调制格式的简单有效的无抖动偏置控制技术,并且实验观察结果表明系统误码率性能在 72 h 内没有下降,能稳定在  $10^{-9}$  附近,有效地保证了激光通信调制系统工作的可靠性。

**关键词:** 激光通信; 马赫曾德调制器; 偏置控制; 平均输出光功率; 斜率值检测  
**中图分类号:** TN929.1      **文献标志码:** A      **DOI:** 10.3788/IRLA201948.1218001

## Ditherless bias control technique for Mach-Zehnder modulator in laser communication

Ding Liang<sup>1,2</sup>, Wu Zhiyong<sup>1</sup>, Li Xueliang<sup>1</sup>, Gu Yucong<sup>1,2</sup>, Hu Jintian<sup>1,2</sup>, Yin Jinglong<sup>1,2</sup>

- (1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;
2. College of Materials Science and Opto-Electronic Technology, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** In order to realize the stable control of the Mach-Zehnder modulator (MZM) operating bias point, a simple and effective control scheme based on the average optical power slope value detection was proposed. Firstly, the importance of MZM operating bias point stable control was analyzed. Then, the feasibility of the control algorithm was studied from the perspective of mathematical theory derivation. Then, the simulation verification was carried out by Matlab. Finally, the experiment of the MZM operating bias point stable control system was carried out on the built platform in the laboratory. The results show that this is a simple and effective ditherless bias control technology suitable for various modulation formats, and the experimental observation results show the performance of bite error rate of the system did not drop within 72 hours and maintain at  $10^{-9}$ , effectively ensuring the reliability of the modulation system MZM operation in laser communication.

**Key words:** laser communication; Mach-Zehnder modulator; bias control; output average optical power; slope value detection

收稿日期: 2019-08-11; 修订日期: 2019-09-21

基金项目: 国家自然科学基金(51605465); 中科院科研装备研制项目

作者简介: 丁良(1991-), 男, 硕士生, 主要从事自由空间光通信方面的研究。Email: dingliang100250206@163.com

通讯作者: 吴志勇(1965-), 男, 研究员, 博士生导师, 主要从事光电测控及光通信技术方面的研究。Email: wuzy@ciomp.ac.cn

## 0 引言

铌酸锂马赫曾德调制器是目前广泛应用于高速光通信领域的一种激光信号调制器<sup>[1]</sup>。然而,铌酸锂马赫曾德调制器的工作偏置点容易受到温度变化、施加外部电压的变化和器件老化等因素的影响,从而引起调制器工作偏置点的漂移,最终导致调制器输出的光信号失真和通信系统误码率上升。因此,闭环反馈控制电路对最佳工作偏置点的稳定起着重要作用<sup>[2]</sup>。最常用的工作偏置点有正向正交偏置点(Quad+)、负向正交偏置点(Quad-)、零偏置点(Null)和最大值偏置点(Peak)。稳定最佳工作偏置点的方法主要有两大类:一类是基于光功率的稳定控制技术<sup>[3-8]</sup>;另一类是基于抖动信号的稳定控制技术<sup>[9-14]</sup>。基于光功率的稳定控制技术主要是以输入光功率、输出光功率或者两者的比值作为反馈信号。基于抖动信号的稳定控制技术主要利用抖动信号的基频信号或者谐波分量来实现。但是,对于功率检测方法来说,反馈信号严重受到 MZM 输入光功率波动的影响,并且因现场实际应用不同而变化。对基于抖动信号的最佳工作偏置点稳定控制技术而言,反馈信号提取和同步检测需要包含多个元器件的复杂电路,抖动信号也将不可避免地影响调制信号。

文中提出了一种无抖动信号的铌酸锂马赫曾德调制器偏置点稳定控制方法,该方法利用输出光功率斜率值检测技术将 MZM 稳定在常用的工作偏置点上。检测光功率斜率值的偏置点稳定控制技术是一种简单有效的偏置控制技术。文中证明了该技术不受 MZM 输入光功率波动的影响,并且可以用于各种调制格式。此外,还描述了控制环路的仿真和实验内容,并对结果进行了分析。

## 1 理论分析与仿真结果

下面对文中偏置控制技术的实现以及它所基于的理论推导进行详细描述。图 1 展示了工作在推挽方式下的 MZM 的原理图和其功率传输函数<sup>[15-16]</sup>。

输出光功率如下:

$$P_o(t) = (kP_i/2) \{ 1 + \cos[\pi(V_s(t) + V_B)/V_\pi + \theta] \} \quad (1)$$

式中: $V_s(t)$ 为调制信号,该信号的峰-峰值为 $V_{PP}$ ;  $V_\pi$

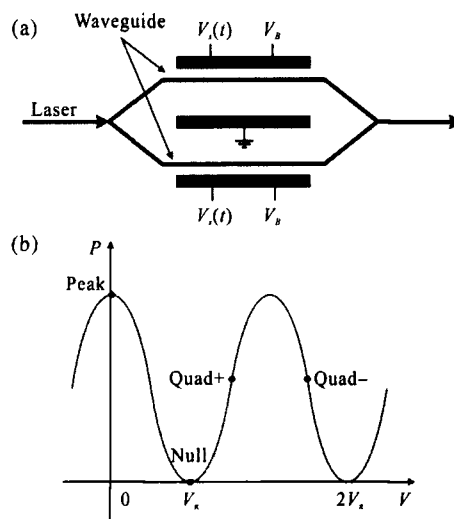


图 1 推挽模式下 MZM 原理图(a)和 MZM 功率传输函数(b)

Fig.1 (a) Schematic of push-pull-type MZM and (b) the power transfer function of MZM

为半波电压;  $V_B$  为偏置电压;  $\theta$  为本征相位;  $P_i$  为输入光功率;  $k$  为 MZM 的插入损耗。单个时间周期  $T$  内输出光功率的平均值为:

$$\langle P_o(t) \rangle = \frac{kP_i}{2} \left\{ 1 + \frac{1}{T} \int_0^T \cos \left[ \frac{\pi}{V_\pi} (V_s(t) + V_B) + \theta \right] dt \right\} \quad (2)$$

求出公式(2)关于偏置电压  $V_B$  的导数,

$$\frac{\partial \langle P_o(t) \rangle}{\partial V_B} = -\frac{kP_i}{2} \frac{\pi}{V_\pi} \frac{1}{T} \int_0^T \sin \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} [V_s(t) + V_B] + \theta \right\} dt \quad (3)$$

公式(3)的结果取决于射频驱动信号  $V_s(t)$  的幅值。当调制信号的峰-峰值  $V_{PP}$  在  $0 \sim V_\pi$  之间变化时,公式(3)的结果即调制器输出功率相对偏置电压的斜率在传输函数的 Peak 点和 Null 点的值均为 0。最小值在负向正交偏置点 Quad- 取得,而最大值在正向正交偏置点 Quad+ 取得。当调制信号的峰-峰值  $V_{PP}$  在  $V_\pi \sim 2V_\pi$  变化时,结果正好相反。从表 1 能够清晰

表 1 不同调制信号  $V_s(t)$  时,输出光功率与其斜率值

Tab.1 Output power and slope value for different modulation signal  $V_s(t)$

$V_s(t)$	Output power	Slope value
$(0, V_\pi)$	Max: Peak	Max: Quad+
	Min: Null	Min: Quad-
		Zero: Peak, Null
$(V_\pi, 2V_\pi)$	Max: Null	Max: Quad-
	Min: Peak	Min: Quad+
		Zero: Peak, Null

地看出上述情况。当改变输入光功率时,输出光功率也将发生改变。然而,零点和极值点的位置却不会随之改变。这就意味着可以利用平均输出光功率的斜率值作为反馈信号。

基于上述方法,对 MZM 输出的平均光功率和其斜率值进行仿真分析。仿真采用 12 Gbps 的非归零(NRZ)伪随机二进制序列(PRBS)信号。该信号字长  $2^{10}-1$  驱动 MZM 的电压在  $0\sim 2V_{\pi}$  任意值间变化。仿真采用的 MZM 半波电压  $V_{\pi}$  的值为 6 V,调制信号峰-峰值  $V_{pp}$  分别采用  $0.5V_{\pi}$ 、 $V_{\pi}$  和  $2V_{\pi}$ ,并且仿真在不同的输入光功率下进行,仿真结果如图 2 所示。

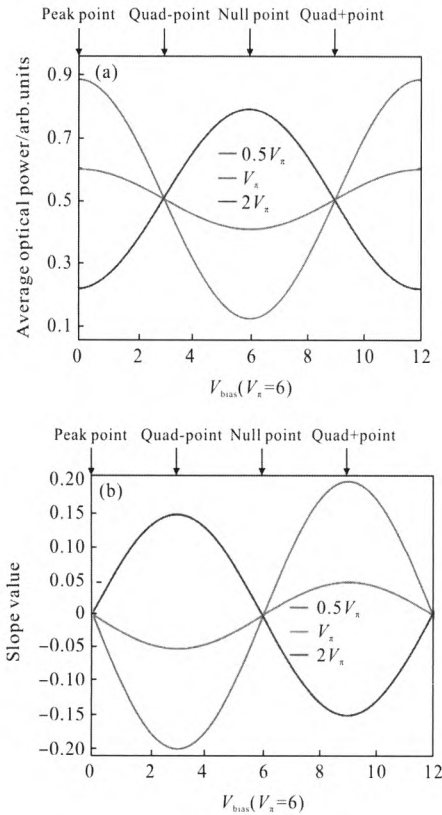


图 2 (a) MZM 输出平均光功率随偏置电压变化的仿真结果和 (b) MZM 输出平均光功率斜率值随偏置电压变化的仿真结果

Fig.2 Simulation results for (a) output average power of MZM versus bias voltage and (b) slope value of the output average power versus bias voltage

如图 2(a)所示,在输入相同的光功率和采用峰-峰值  $V_{pp}$  不同的调制信号时,平均光功率随着偏置电压的变化而呈现出类似三角函数的变化。具体来讲,当调制信号的峰-峰值  $V_{pp}$  为  $0.5V_{\pi}$  或者  $V_{\pi}$  时,输出光功率的最大值在 Peak 点获得,而输出光功率的最

小值在 Null 点获得。当调制信号的峰-峰值  $V_{pp}$  为  $2V_{\pi}$  时,输出光功率的最值分布和上述情况正好相反,即输出光功率的最大值在 Null 点获得,而输出光功率的最小值在 Peak 点获得。输出平均光功率的斜率值如图 2(b)所示,当调制信号峰-峰值  $V_{pp}$  为  $0.5V_{\pi}$  或者  $V_{\pi}$  时,斜率值在负向正交偏置点 Quad-取得最小值,在正向正交偏置点 Quad+取得最大值。在 Peak 点和 Null 点的斜率值均为 0,Peak 点和 Null 点的分辨可以通过该点周围的电压值来进行。当调制信号的峰-峰值  $V_{pp}$  为  $2V_{\pi}$  时,情况正好相反,即斜率值在正向正交偏置点 Quad+取得最小值,在负向正交偏置点 Quad-取得最大值。可以看出以上仿真结果与之前的理论分析完全一致。

图 3 展示了调制信号的峰-峰值  $V_{pp}$  为  $0.5V_{\pi}$ ,输入光功率分别为 1 和 3(a.u.)时,输出的平均光功率随偏置电压增加的仿真结果。从图中能够看到输出平均光功率的幅度随着输入光功率的减小而减

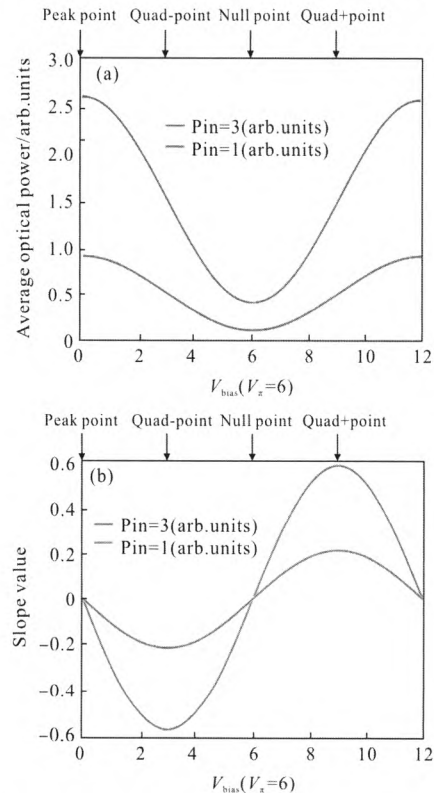


图 3 MZM 输出平均光功率在不同输入平均光功率时的仿真结果(a)和 MZM 输出平均光功率斜率值在不同输入平均光功率时的仿真结果(b)

Fig.3 Simulation results for (a) output average power and (b) slope value of output average power for different input average power

小。但是,零极值点的位置却没有发生改变。根据上述分析,就可以将调制器稳定在特殊的工作偏置点上。

为了方便产生 RZ 归零脉冲信号,这里将 NRZ 的 PRBS 信号改为正弦波信号,改进后的结果与仿真的一致。所以,上述的分析能够广泛应用于产生 OOK、PSK、NRZ 和 RZ 信号。如果采用更多的 MZM 还能实现他们的组合形式,并且偏置控制适用于各种不同的 MZM。

基于以上仿真结果及分析,提出了一种控制环路算法和模型。接下来,需要一种高效的方法将这种控制算法进行实现。以负向正交偏置点 Quad- 的锁定为例子。图 4 展示了锁定 MZM 的 Quad- 点方法的流程图。其他工作偏置点的锁定与 Quad- 点类似,流程图只需要稍作修改即可。采用两个相邻的电压来计算斜率值,控制环路采用该种算法不断改变偏置电压然后去搜索调制器的最优工作点。

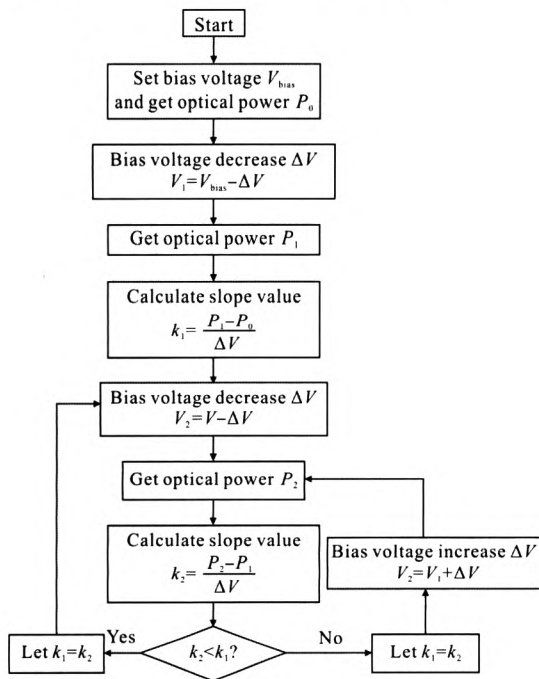


图 4 将 MZM 工作偏置点稳定在 Quad- 点的流程图  
Fig.4 Flow chart to lock the MZM at Quad- point

图 5 展示了控制环路的典型仿真结果,其中调制信号和输入光场添加了服从高斯分布的噪声。在将 MZM 工作偏置点稳定在正向正交偏置点 Quad+ 和负向正交偏置点 Quad- 时,采用的调制信号峰-峰值  $V_{pp}$  为  $V_{\pi}$ ; 稳定在最大值偏置点 Peak 和零偏置点 Null 时,采用的调制信号峰-峰值  $V_{pp}$  为  $2V_{\pi}$ 。所有仿

真初始偏置电压都设置为 0.5 V。显然,当存在严重的幅度和相位噪声时,控制环路的性能依然非常的稳定。采用不同步长进行搜索和锁定,以便可以快速获得收敛值(搜索采用 0.5 V,锁定采用 0.1 V)。如图 5,收敛值大约在 10 次迭代后就能得到。在 30 次迭代后,输入光功率的改变并没有影响偏置电压的稳定性。当初始偏置电压被设置在多个随机值时,控制环路依然能够良好地工作,偏置电压能够快速到达最优工作点。以 DPSK 调制为例,图 6(a)、(b)分别展示了启动时和控制环路迭代之后 DPSK 的星座图。

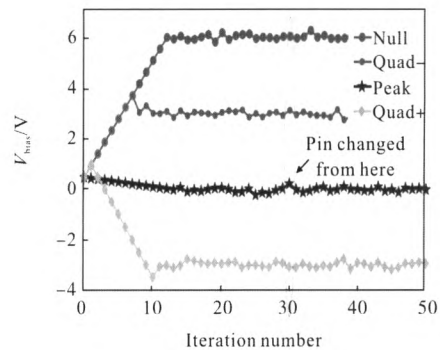


图 5 偏置电压稳定在 Quad+, Quad-, Peak 和 Null 点的算法收敛过程

Fig.5 Convergence process of bias voltage for Quad+, Quad-, Peak and Null points

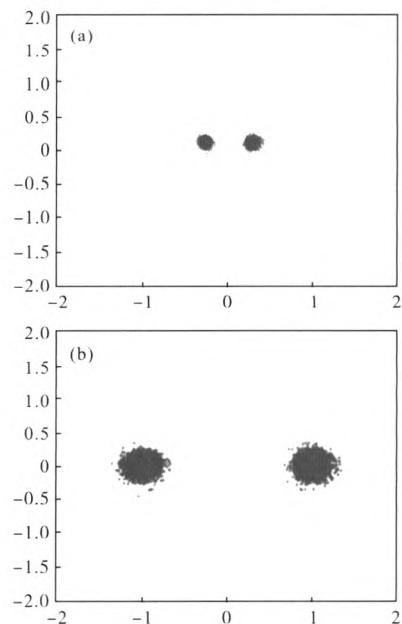


图 6 BPSK 信号启动时的星座图(a)和经过控制环路 30 次迭代后的星座图(b)

Fig.6 Constellation of the BPSK signal at (a) startup and (b) after 30 iterations of the control loop

## 2 实验设置与结果分析

如图 7 所示,基于上述的理论分析和仿真结果,进行了调制器闭环偏置控制的实验,以研究其生成 12 Gbps 的光信号的性能。采用 1 550 nm 的分布式反馈激光器,其输出光功率为 80 mW。紧接着是方便控制 MZM 功率的可变光衰减器 VOA,调制器采用法国 Photline 公司的铌酸锂光电强度调制器,其插入损耗为 2.7 dB 且偏置端口半波电压  $V_{\pi}$  为 6 V。铌酸锂调制器由 12 Gbps 的 NRZ 的 PRBS 信号驱动,

其字长为  $2^{10}-1$ 。数据由泰克 AWG7000A 系列任意波形发生器产生,采样率高达 50 GSa/s,10 位垂直分辨率。在产生 OOK-NRZ 信号时,施加到调制器上的 NRZ 调制信号峰-峰值  $V_{pp}$  为  $V_{\pi}$ ; 在产生 DPSK 信号时施加到调制器上的 NRZ 调制信号峰-峰值  $V_{pp}$  为  $2V_{\pi}$ 。为了让调制器产生 RZ 信号,需要在调制器上施加一个峰-峰值  $V_{pp}$  为  $2V_{\pi}$  的时钟信号。调制器的输出被分束器按 1:9 的比例分束以后,10%被 8 MHz 的低频光电探测器接收,90%被

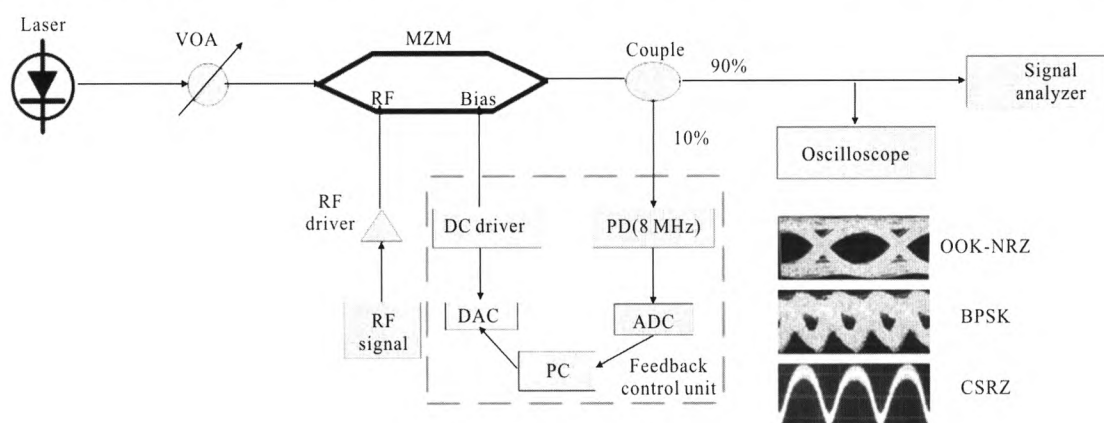


图 7 铌酸锂 MZM 控制环路设置

Fig.7 LiNbO<sub>3</sub> MZM control loop setup for generation

12 GHz 的高频光电探测器接收。采用商用数据采集板来采集数据并对输出数据处理,其中包含用于获取 MZM 输出光功率的模数转换器 ADC 和用于设置偏置电压的数模转换器 DAC。ADC 的采样频率为 1 MHz,DAC 的分辨率为 12 位。DAC 输出范围为 -10~10 V。MZM 输出平均光功率的 10% 被低频光电探测器转换成直流分量然后送入数模转换器 ADC 中,数模转换器将转换后的数据送入计算机,并在计算机内运行上述控制环路算法的程序。因为迭代间隔时间为 0.1 s,所以该算法的锁定时间大约为 1 s。数模转换器 ADC 的输出连接 MZM 的偏置端口以设置 MZM 工作偏置电压。MZM 的输出平均光功率的 90% 被送入 12 GHz 的高频光电探测器,然后高频光电探测器的输出被功率分配器分成两路信号。一路信号接至采样示波器对信号进行分析,另一路则接至误码仪来检测接收信号的误码率。反馈控制系统包含低频光电探测器、数据采集板和计算机,这些元器件相对来说容易获得。所以,上述反馈控制环路能够用较为简单的器件实现,该方案具有

简单有效的优点。由于反馈控制系统中不需要高速组件,因此它将可以用于产生更高符号速率的信号。为了测试调制器的性能,首先通过手动方式改变偏置电压测试了系统。

图 8 展示了偏置电压随时间的变化而产生的漂移,偏置电压在 10 mins 后漂移了  $0.4V_{\pi}$ 。图 9 展示了随着偏置电压的漂移误码率 BER 的改变情况。当偏置电压漂移大于  $0.4V_{\pi}$  时,系统的误码率将变得无法满足正常通信。实验测试结果显示,在没有偏

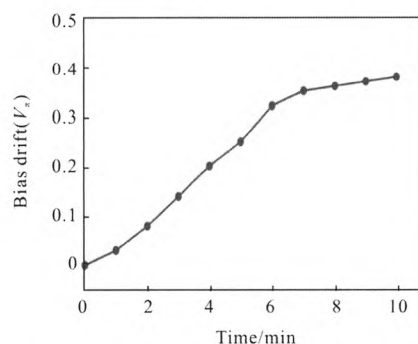


图 8 没有偏置控制时偏置电压的漂移

Fig.8 Bias drift without bias control

置控制的情况下,几分钟之后偏置电压的漂移就会严重影响系统的性能。因此,偏置电压的控制对于系统来说至关重要。图 7 能够看到不同调制格式的信号眼图,展示了自动偏置控制环路较好的系统性能<sup>[17-18]</sup>。

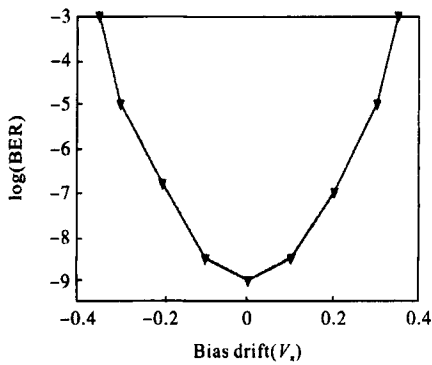


图 9 偏置电压的漂移对误码率的影响  
Fig.9 Measured BER with the bias drift

图 10 是自动偏置控制系统的收敛时间。从图中可以明显看出,起始时刻调制器偏置电压漂移  $0.4V_{\pi}$  时,输出调制信号的误码率较高介于  $10^{-3} \sim 10^{-2}$ 。启动偏置控制算法后,输出调制信号的误码率迅速降至  $10^{-9}$  附近,收敛过程实际需要的时间小于 2 s。

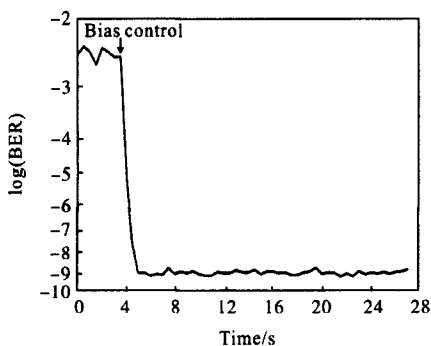


图 10 收敛过程实际需要的时间  
Fig.10 Practical time needed for convergence process

图 11 对比了有无偏置控制时,采用 NRZ-DPSK 信号的系统在工作 10 min 内和 72 h 内的误码率性能。红色曲线是不带自动偏置控制的情况,从曲线上能看出系统误码率在 5 min 后就快速上升至  $10^{-6}$  以上,系统性能严重恶化;绿色曲线是采用自动偏置控制的情况,从曲线上看到系统误码率在 72 h 内保持在  $10^{-9}$  附近,系统性能保持稳定。此外,在实验过程中采用可变光衰减器 VOA 改变了 MZM 的

输入光功率,以使输入光功率产生一定波动。从眼图和误码率能看出系统性能并没有因为输入光功率的波动而受到影响。MZM 控制环路在启动期间进行了自动搜索,并且连续运行了大约 72 h,性能并没有下降。

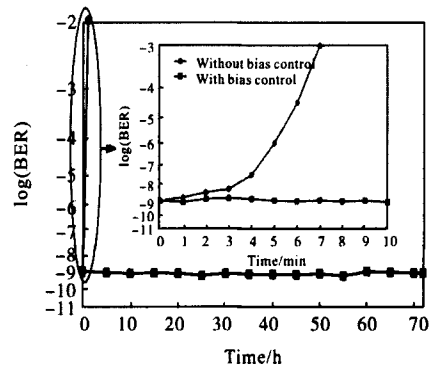


图 11 有无偏置控制时实时误码率的变化情况  
Fig.11 Real-time BER variation with and without bias control

使用调制器输出调制信号的误码率可以衡量工作偏置点稳定控制系统的有效性。通过对有无工作偏置点稳定控制情况下,调制系统输出调制信号的误码率的对比分析可以看出该控制技术的有效性。此外,该技术还具有其他的一些优势,比如既适用于强度调制也适用于相位调制,控制精度和收敛速度快及系统结构简单等。综上,通过与其他控制方法分析对比得出基于平均输出光功率斜率值检测的反馈控制系统优点如表 2 所示。

表 2 不同稳定控制方案性能对比  
Tab.2 Performance comparison of different stability control schemes

Control Scheme	Modulation format	Control precision	Calculation	System structure
Slope value	Intensity and phase	Good	Simple	Simple
Dither analysis	Intensity	Moderate	Complex	Complex
Optical power ratio	Intensity	Low	Simple	Complex
Complex feedback	Intensity and phase	Moderate	Moderate	Moderate

### 3 结论

文中提出一种基于 MZM 输出平均光功率斜率

值作为反馈的工作偏置点闭环控制方法, 描述了用于产生 12 Gbps 的 NRZ-OOK、BPSK 和 NRZ-DPSK 光信号的控制环路的仿真和实验结果。该偏置稳定控制技术相对简单实用, 并且适用于高速光通信系统信号生成过程中铌酸锂 MZM 的工作偏置点稳定控制。此外, 因为环路中不需要高速元器件, 所以控制环路有望实现更高的符号速率。

参考文献:

- [1] Su Yulong, Wang Wei, Hu Xiaohong, et al. 10 Gbps DPSK transmission over free-space link in the mid-infrared [J]. *Optics Express*, 2018, 26: 34515-34528.
- [2] Wang L L, Kowalczyk T. A versatile bias control technique for any-point locking in Lithium Niobate Mach-Zehnder modulators [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(11): 1703-1706.
- [3] Yuan Xueguang, Zhang Yang'an, Zhang Jinnan, et al. Any bias point control scheme for Mach-Zehnder modulator based on phase dithering [C]//Asia Communications and Photonics Conference, OSA Technical Digest (online), 2017: Su2A.125.
- [4] Min-Hyeong Kim, Byung-Min Yu, Woo-Young Choi. A Mach-Zehnder modulator bias controller based on OMA and average power monitoring [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2017, 29(23): 2043-2046.
- [5] Ning Jieyu, Dai Yitang, Yin Feifei, et al. Dither-free low-bias controller for deeply modulated Mach-Zehnder modulators [J]. *Photonic Network Communications*, 2016, 32(2): 259-265.
- [6] Zhou Pengwei, Lu Tian, Zhang Yiyi, et al. Mach-Zehnder modulator bias controller based on power and harmonics synchronous detection [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(12): 1220002. (in Chinese)
- [7] Choi H, Takushima Y, Choi H Y, et al. Modulation-format-free bias control technique for MZ modulator based on differential phase monitor [C]//Optical Fiber Communication Conference & Exposition. IEEE, 2011.
- [8] Sekine K, Hasegawa C, Kikuchi N, et al. A novel bias control technique for MZ modulator with monitoring power of backward light for advanced modulation formats [C]//Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2007. OFC/NFOEC 2007. Conference on. IEEE, 2007.
- [9] Li Xiaolei, Deng Lei, Chen Xiaoman, et al. Modulation-format-free and automatic bias control for optical IQ modulators based on dither-correlation detection [J]. *Optics Express*, 2017, 25: 9333-9345.
- [10] Chen Lei. 100 G silicon optical modulator automatic bias control technology based on nonlinear effect compensation and thermal crosstalk effect compensation [J]. *Opt Technol*, 2018, 85: 173-178.
- [11] Zhu X, Zheng Z, Zhang C, et al. Coherent detection-based automatic bias control of Mach-Zehnder modulators for various modulation formats [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(14): 2502-2509.
- [12] Li Xiaolei, Deng Lei, Chen Xiaoman, et al. Arbitrary bias point control technique for optical IQ modulator based on dither-correlation detection [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(18): 3824-3836.
- [13] Kawakami H, Yoshida, Miyamoto Y. Auto bias control technique based on asymmetric bias dithering for optical QPSK modulation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(7): 962-968.
- [14] Gui T, Li C, Yang Q, et al. Auto bias control technique for optical OFDM transmitter with bias dithering [J]. *Optics Express*, 2013, 21(5): 5833-5841.
- [15] Li Kewu, Wang Zhibin, Zhang Rui, et al. LiNbO<sub>3</sub> transverse electro-optical modulation characteristics for light pass along optical axis [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2015, 23(5): 1227-1232. (in Chinese)
- [16] Kawakami H, Yoshida E, Miyamoto Y. Auto bias control technique for QPSK modulator with asymmetric bias dithering [C]//OECC 2010 Technical Digest, Sapporo, 2010: 458-459.
- [17] Wang Xianbi, Li Ning, Lu Zhijia, et al. Properties of three types of carried-suppressed return-to-zero optical modulation formats [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2014, 43(11): 3694-3698. (in Chinese)
- [18] Zhang Zhike, Chang Mingchao, Zhu Ninghua, et al. Investigation of CSRZ code in FSO communication [C]//SPIE, 2018, 10697: 106975F.