

基于 IQ 光调制的 16-QAM 光发射机多偏置电压反馈控制性能分析

曹剑超 杨彦甫 朱宇鹏 姚勇

(哈尔滨工业大学深圳研究生院, 广东 深圳 518055)

摘要 主要研究基于 IQ 光调制器的 16 进制正交振幅调制(16-QAM)光发射机中多偏置电压反馈控制性能,着重分析了装置内部两个马赫-曾德尔调制器(MZM)的偏置电压与马赫-曾德尔干涉仪(MZI)的偏置电压之间的协同控制问题,以及以光发射机的平均输出光功率作为反馈控制两个 MZM 偏置电压的监测信号所面临的多极值问题。研究证明了当 MZM 偏置电压处于传输曲线的最低点时监测的输出光功率为极值,且不受 MZI 偏置电压的影响。分析发现,合适的驱动信号幅度可保证两个 MZM 偏置电压的反馈控制过程中不存在多局部极值问题。

关键词 光通信; 16 进制正交振幅调制; IQ 光调制器; 偏置控制

中图分类号 O436 文献标识码 A doi: 10.3788/LOP50.060603

Performance Analysis of Feedback Control for Multiple Bias Voltages in 16-QAM Optical Transmitter Based on IQ Optical Modulation

Cao Jianchao Yang Yanfu Zhu Yupeng Yao Yong

(Harbin Institute of Technology Shenzhen Graduate School, Shenzhen, Guangdong 518055, China)

Abstract This paper mainly studies the bias control performance for multiple bias voltages of 16-quadrature amplitude modulation 16-QAM optical transmitter based on IQ optical modulator. The cooperative control of two Mach-Zehnder modulators' (MZMs') bias voltages and Mach-Zehnder interferometer's (MZI's) bias voltage is analyzed theoretically. Multiple extreme values of the average output optical power as the monitoring signal of feedback control for two MZMs' bias voltages are also studied by numerical simulation. The results show that the average optical power of 16-QAM optical transmitter is the extreme value when MZMs' bias voltages are biased at the null transmission points. This conclusion is unaffected by MZI's bias voltage, and there does not exist the risk of trapping in local extremum if the amplitude of the driver signal is controlled in the proper range.

Key words optical communications; 16-quadrature amplitude modulation; IQ optical modulator; bias control

OCIS codes 060.2330; 060.4080; 060.4510

1 引言

近年来互联网数据业务迅猛增长,对骨干光传输系统容量提出了更为苛刻的要求。工业界和科研界正将目光转向下一代 400 Gb/s 乃至 1 TGb/s 的高容量光通信系统,而未来支撑超高速大容量光传输的先进技术包括先进调制格式及编码技术^[1]、新型多模传输及多孔传输光纤技术和相干光检测及非线性补偿等。其中,高阶多电平光调制技术是实现高频谱效率和大容量的关键技术之一^[2]。随着基于偏振复用(PDM)正交相移键控(QPSK)调制格式的 100 G 光传输技术开始商用推广,下一代 400 G 光通信系统及关键技术逐

收稿日期: 2013-03-31; 收到修改稿日期: 2013-04-10; 网络出版日期: 2013-05-22

基金项目: 国家自然科学基金(61205046)、深圳市战略性新兴产业发展专项资金(JCYJ20120613150130014)、哈尔滨工业大学科研创新基金(HIT.NSFIR.2011131)和哈尔滨工业大学深圳研究生院重点实验课程建设项目资助课题。

作者简介: 曹剑超(1988—),男,硕士研究生,主要从事下一代超高速光通信系统方面的研究。

E-mail: qdwyxcao@126.com

导师简介: 杨彦甫(1981—),男,博士,副教授,主要从事高阶光调制/编码技术、超高速光通信系统和全光信号处理等方面的研究。E-mail: yangyanfu@hotmail.com(通信联系人)

渐成为研究热点。偏振复用 16 进制正交振幅调制(16QAM)格式在频谱效率、噪声容限和非线性容限等三个关键指标方面具有优异的综合性能,因此正成为 400G 系统的备选调制格式之一。相比 QPSK 光调制,16-QAM 光调制需要更为复杂的装置及相应的使能控制技术。目前常见的 16-QAM 调制装置一般分为以下几种:1)多个调制器级联,例如将 IQ 光调制器、马赫-曾德尔调制器(MZM)、相位调制器(PM)依次级联^[3]或两个 IQ 光调制器级联^[4];此方法需多个分立的调制器,会导致插损过大,不利于远距离传输。2)多个调制器并联,例如两个 IQ 光调制器并联^[5,6];该方法调制结构复杂,系统成本高。3)采用四电平信号驱动单个 IQ 光调制器^[7,8];该方法结构简单,损耗小,本文将研究这种调制装置下的偏置点控制性能。

常见的 IQ 光调制器由两个 MZM 并联在马赫-曾德尔干涉仪(MZI)的两臂上组成,为了生成理想的 16-QAM 信号,应将两个 MZM 的偏置电压控制在传输曲线的最低点,将 MZI 的偏置相位控制在 $\pi/2$ 。但是由于环境温度、激光器光功率和器件老化等因素的影响,偏置电压会发生缓慢漂移,这将大大影响信号的质量。因此,为保持传输系统的稳定,对偏置电压进行自动反馈控制是非常重要的。关于该问题,普遍采用以下几种控制方案:监测平均输出光功率^[9~11]及其方差^[12],监测非对称抖动信号^[13,14]等。然而这些方案大部分都是针对 QPSK 信号的偏置控制方法,对 16-QAM 信号自动反馈控制的研究相对较少。本文分析了 16-QAM 光发射机中多偏置电压反馈控制的性能,重点关注 MZM 偏置电压与 MZI 偏置电压的协同控制问题以及将平均输出光功率作为反馈参量同时控制两个 MZM 的偏置电压时存在的多极值问题。

2 16-QAM 光发射机及偏置控制方案

图 1 显示的是典型的 16-QAM 光发射机结构,由两个 MZM 并联在一个 MZI 的两臂上组成,每个 MZM 均由四电平信号驱动。其中,驱动信号的 4 个电平值均匀分布,当 MZM 的两个偏置电压 V_{b1} 和 V_{b2} 偏置在传输曲线最低点 V_{π} 时,会得到两个相互独立的四进制幅度和相移键控(4-APSK)。此时,再将 MZI 的偏置相位 φ 控制在 90° ,两个 4-APSK 信号将耦合得到 16-QAM 信号。

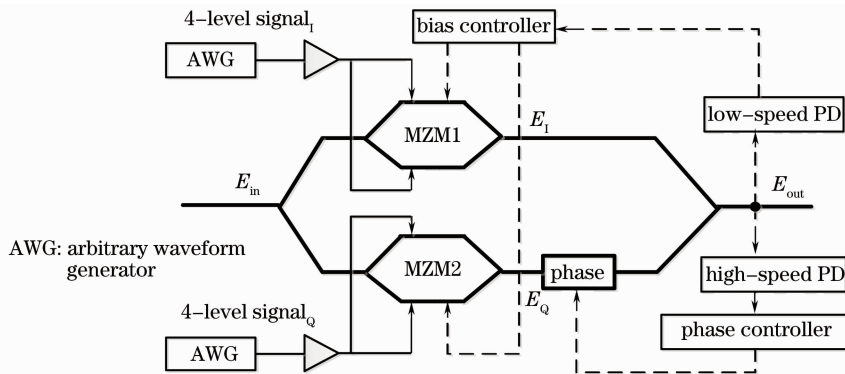


图 1 16-QAM 光发射机偏置电压反馈控制示意图

Fig. 1 Schematic of 16-QAM optical transmitter bias voltage feedback control block

关于 16-QAM 光发射机的偏置控制问题,拟分析的反馈控制方案如图 1 所示。光发射机的输出光信号通过耦合器分成三路,一路作为输出信号,另两路作为监测信号,其中一路经过低响应速率的光电探测器(PD),进入偏置控制模块,通过监测平均输出光功率的极值对 MZM 的偏置电压进行反馈控制;另一路经高响应速率的光电探测器及肖特基探测管,监测肖特基探测管输出的极大值,将 MZI 的偏置相位控制在 90° ^[15]。然而,在研究方案的具体实现中,以下两个问题并没有分析过:1)16-QAM 光发射机中多个偏置电压间的协同控制问题;2)基于监测平均光功率同时控制两个 MZM 的偏置电压时存在的多极值问题。所以,本文将针对以上两个问题进行重点分析。

3 16-QAM 多偏置电压协同控制分析

假设驱动信号以及偏置电压均采用推拉方式加载,则单支 MZM 的电场表达式为

$$E_{kl} = -E_{in} \cos \left[\left(\frac{V_{kl} + V_{bj}}{2} \right) \pi / V_{\pi} \right], \quad (1)$$

式中 $k = I$ 或 Q , $L = 1 \sim 4$, E_{in} 表示输入光信号的电场; V_{bj} 表示 MZM 的偏置电压, $j = 1 (k = I)$ 或 $2 (k = Q)$; V_{kL} 是峰峰值为 $V_{pp}/2$ 的四电平驱动信号, 由于 4 个电平分布均匀, 其电平值分别为 $\pm V_{pp}/4$ 和 $\pm V_{pp}/12$ 。假设 $E_{in} = 1$, 则 16-QAM 光发射机的输出光功率表达式如下:

$$P = |E_I + E_Q \exp(j\varphi)|^2 = \cos^2 \left[\left(\frac{V_{IL} + V_{b1}}{2V_\pi} \right) \pi \right] + \cos^2 \left[\left(\frac{V_{QL} + V_{b2}}{2V_\pi} \right) \pi \right] + 2\cos \left[\left(\frac{V_{IL} + V_{b1}}{2V_\pi} \right) \pi \right] \cos \left[\left(\frac{V_{QL} + V_{b2}}{2V_\pi} \right) \pi \right] \cos \varphi, \quad (2)$$

式中 V_{IL} 和 V_{QL} 均为驱动信号的电平值。则平均输出光功率的表达式为

$$\bar{P} = \frac{1}{16} \sum_{V_{IL} = \pm \frac{V_{pp}}{2}, \frac{V_{pp}}{6}} \sum_{V_{QL} = \pm \frac{V_{pp}}{2}, \frac{V_{pp}}{6}} P. \quad (3)$$

假设 V_{pp} 和 φ 均为常数, 则 \bar{P} 仅与 MZM 的偏置电压有关。利用 \bar{P} 分别对 V_{b1} 和 V_{b2} 求导数, 并让结果为 0, 得到

$$\frac{\partial \bar{P}}{\partial V_{b1}} = -\frac{\pi}{2} \left[2\cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{12V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{b2}\pi}{2V_\pi} \right) \sin \left(\frac{V_{b1}\pi}{2V_\pi} \right) \cos \varphi + \sin \left(\frac{V_{b1}\pi}{V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \right] = 0, \quad (4)$$

$$\frac{\partial \bar{P}}{\partial V_{b2}} = -\frac{\pi}{2} \left[2\cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{12V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{b1}\pi}{2V_\pi} \right) \sin \left(\frac{V_{b2}\pi}{2V_\pi} \right) \cos \varphi + \sin \left(\frac{V_{b2}\pi}{V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \right] = 0. \quad (5)$$

将上两式相加, 要使结果仍然为 0, 以下两式必须满足其一:

$$\sin \left(\frac{V_{b1} + V_{b2}}{2V_\pi} \pi \right) = 0, \quad (6)$$

$$\cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{12V_\pi} \right) \cos \varphi + \cos \left(\frac{V_{b1} - V_{b2}}{2V_\pi} \pi \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) = 0. \quad (7)$$

先分析(6)式成立的情况。此时可以得到关系式 $V_{b1} + V_{b2} = 2nV_\pi (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ 。将 $V_{b1} + V_{b2} = 2nV_\pi$ 代入(4)式, 得

$$\sin \left(\frac{V_{b1}}{V_\pi} \pi \right) \left[\cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \pm \cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{12V_\pi} \right) \cos \varphi \right] = 0. \quad (8)$$

为使上式成立, 要求 $V_{b1} = nV_\pi (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ 。由于 $\sin(V_{b1}\pi/V_\pi)$ 的周期为 $2V_\pi$, V_{b1} 在 $[0, 2V_\pi]$ 范围内取值就可以涵盖所有情况。因此, V_{b1} 的值可能为 $0, V_\pi$ 或 $2V_\pi$, V_{b2} 也一样。由于要满足关系式 $V_{b1} + V_{b2} = 2nV_\pi$, 所以当光发射机的平均光功率达到极值时, (V_{b1}, V_{b2}) 具有以下可能值: $(0, 0)$ 、 $(0, 2V_\pi)$ 、 (V_π, V_π) 、 $(2V_\pi, 0)$ 、 $(2V_\pi, 2V_\pi)$ 。再利用 \bar{P} 分别对 V_{b1} 和 V_{b2} 求二阶导数, 得

$$\frac{\partial^2 \bar{P}}{\partial V_{b1}^2} = -\frac{\pi^2}{2} \left[\cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{12V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{b1}\pi}{2V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{b2}\pi}{2V_\pi} \right) \cos \varphi + \cos \left(\frac{V_{b1}}{V_\pi} \pi \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \right], \quad (9)$$

$$\frac{\partial^2 \bar{P}}{\partial V_{b2}^2} = -\frac{\pi^2}{2} \left[\cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \cos^2 \left(\frac{V_{pp}\pi}{12V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{b2}\pi}{2V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{b1}\pi}{2V_\pi} \right) \cos \varphi + \cos \left(\frac{V_{b2}}{V_\pi} \pi \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right) \right]. \quad (10)$$

将 $(V_{b1}, V_{b2}) = (V_\pi, V_\pi)$ 分别代入(9)、(10)两式中, 得

$$\frac{\partial^2 \bar{P}}{\partial V_{b1}^2} = \frac{\partial^2 \bar{P}}{\partial V_{b2}^2} = \frac{\pi^2}{2} \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi} \right) \cos \left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi} \right). \quad (11)$$

因此, 当 V_{b1} 和 V_{b2} 被控制在传输曲线的最低点时, 可以推出如下对应关系:

- 1) $1.5 nV_\pi < V_{pp} < 1.5(n+1)V_\pi (n = 0, \pm 2, \pm 4, \dots)$ 时, 平均光功率的二阶导数大于 0, 即 16-QAM 光发射机的平均输出光功率是极小值;
- 2) $1.5 nV_\pi < V_{pp} < 1.5(n+1)V_\pi (n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots)$ 时, 平均光功率的二阶导数小于 0, 即 16-QAM 光发射机的平均输出光功率是极大值。

上述结论与 MZI 的偏置相位无关, 这意味着 MZM 偏置电压的反馈控制并不受 MZI 的偏置相位影响。

因此,16-QAM 光发射机多偏置电压的反馈控制过程可依次分解为以下两步:1) 监测发射机的平均输出光功率的极值,控制 MZM 的偏置电压在最佳偏置点;2) 基于文献[15],控制 MZI 的偏置相位为 90° 。

4 多极值问题及控制性能分析

为了利用搜索极值法对 MZM 的偏置电压进行稳定的偏置控制,必须保证 (V_π, V_π) 对应的平均输出光功率是唯一的极大值或极小值。将 $(V_{b1}, V_{b2}) = (0, 0)$ 或 $(2V_\pi, 2V_\pi)$ 分别代入(9)、(10)两式中,得

$$\frac{\partial^2 \bar{P}}{\partial V_{b1}^2} = \frac{\partial^2 \bar{P}}{\partial V_{b2}^2} = -\frac{\pi^2}{2} \left[\cos\left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi}\right) \cos\left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi}\right) + \cos^2\left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi}\right) \cos^2\left(\frac{V_{pp}\pi}{12V_\pi}\right) \cos\varphi \right]. \quad (12)$$

将 $(V_{b1}, V_{b2}) = (0, 2V_\pi)$ 或 $(2V_\pi, 0)$ 分别代入(9)、(10)式中,得

$$\frac{\partial^2 \bar{P}}{\partial V_{b1}^2} = \frac{\partial^2 \bar{P}}{\partial V_{b2}^2} = -\frac{\pi^2}{2} \left[\cos\left(\frac{V_{pp}\pi}{3V_\pi}\right) \cos\left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi}\right) - \cos^2\left(\frac{V_{pp}\pi}{6V_\pi}\right) \cos^2\left(\frac{V_{pp}\pi}{12V_\pi}\right) \cos\varphi \right]. \quad (13)$$

图 2 显示的是基于(12)式或(13)式的条件下, \bar{P} 的二阶导数随 V_{pp} 和 φ 的变化情况。从图中可以看出,极值的极性很大程度上取决于驱动信号的峰峰值 V_{pp} 。下面,将针对不同的 V_{pp} 取值范围,对多极值问题进行分析。

1) $0 < V_{pp} \leq 1.91V_\pi$ 。从图 2 中可以看出,在不同的 φ 值情况下, $(0, 0)$ 和 $(2V_\pi, 2V_\pi)$ 两点的极性与 $(0, 2V_\pi)$ 和 $(2V_\pi, 0)$ 两点可能不同,会影响最佳偏置点的监测。以 $V_{pp} = V_\pi$ 为例,当 $0.29\pi < \varphi < 0.71\pi$ 时, $(0, 0)$ 、 $(2V_\pi, 2V_\pi)$ 、 $(0, 2V_\pi)$ 和 $(2V_\pi, 0)$ 4 个点均为极大值点,此时 (V_π, V_π) 作为唯一的极小值点存在,搜索极值法有效。当 $\varphi > 0.71\pi$ 时, $(0, 0)$ 、 $(2V_\pi, 2V_\pi)$ 两点为极小值, $(0, 2V_\pi)$ 和 $(2V_\pi, 0)$ 两点为极大值;当 $\varphi < 0.29\pi$ 时,情况正好相反;均存在多个局部极值,将导致搜索极值法失效。

2) $1.91V_\pi < V_{pp} \leq 4V_\pi$ 。从图 2 中可以看出,当 $1.91V_\pi < V_{pp} < 3V_\pi$ 时,4 个点均为极小值点, (V_π, V_π) 是唯一的极大值点;当 $3V_\pi < V_{pp} \leq 4V_\pi$ 时,4 个点均为极大值点, (V_π, V_π) 是唯一的极小值点;此时,无论 φ 取何值,均不存在其他局部极值影响监测,搜索极值法有效。

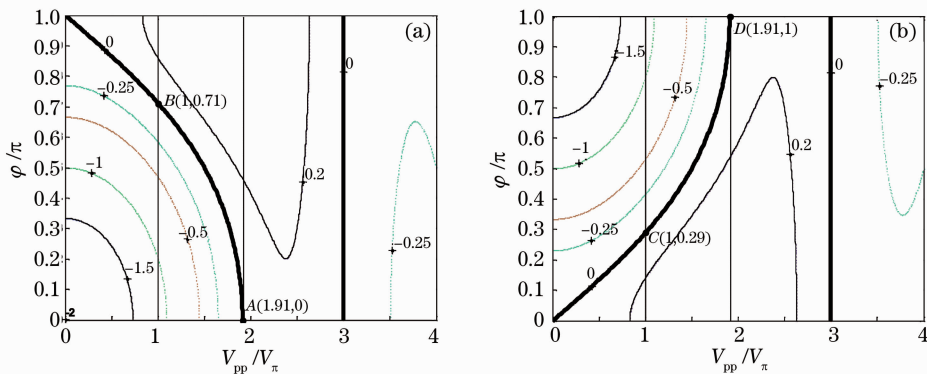


图 2 \bar{P} 的二阶导数随 V_{pp} 和 φ 变化的等高图。(a) $(V_{b1}, V_{b2}) = (0, 0)$ 或 $(2V_\pi, 2V_\pi)$; (b) $(V_{b1}, V_{b2}) = (0, 2V_\pi)$ 或 $(2V_\pi, 0)$

Fig. 2 Contour graph of the second derivative of the average optical power versus V_{pp} and φ .

(a) $(V_{b1}, V_{b2}) = (0, 0)$ or $(2V_\pi, 2V_\pi)$; (b) $(V_{b1}, V_{b2}) = (0, 2V_\pi)$ or $(2V_\pi, 0)$

为了验证上述理论仿真的正确性,进行了基本的实验验证,实验结构如图 3 所示。采用分布反馈式(DFB)激光器(Agilent HP8164A)作为光源;利用泰克公司的任意函数发生器(AFG 3102)生成两路长度为 $2^{11} - 1$,传输速率为 10 Mb/s 的四电平信号作为 IQ 光调制器(JDSU 10G DPMZ,经测量 V_π 在 4.7 V 左右)的驱动信号;输出光功率由光功率计(Agilent HP8163A)探测;利用 LabVIEW 控制数据采集器(Agilent 34907A)进行电压输出,并采集输出光功率的值。

实验步骤及结果如下。先加载峰峰值为 6V(约 $1.28V_\pi$)的四电平驱动信号,将 MZI 的相位电压 V_{ph} 固定

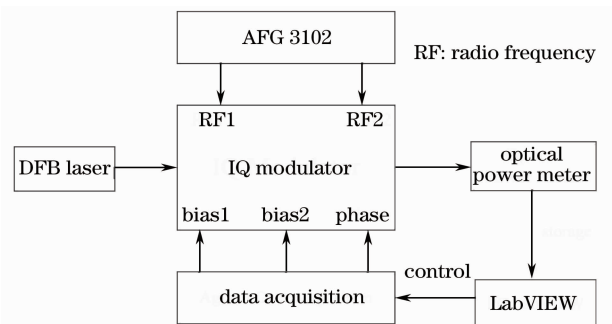


图 3 实验基本结构图

Fig. 3 Basic structure of the experiment

在 7V, 开始扫描两个偏置电压并记录光功率值, 基于采集数据画出等高图, 如图 4(a) 所示, 其中, 圆点(●)代表极大值, 叉号(×)代表极小值。从实验结果中可以看出, 当驱动信号峰峰值电压较小(小于 $1.91V_\pi$) 时, 除了对应于最佳偏置点的 O 点是极小值外, B 、 C 两点也为极小值, 存在多个局部极值, 将导致搜索极值法失效; 当增大驱动信号峰峰值电压至 $10V$ (约 $2.13V_\pi$) 时, 同样扫描两个 MZM 的偏置电压并记录光功率值, 所得等高图如图 4(b) 所示, 此时仅存在 O 点一个极大值点, 可保证搜索极值法的正常工作。

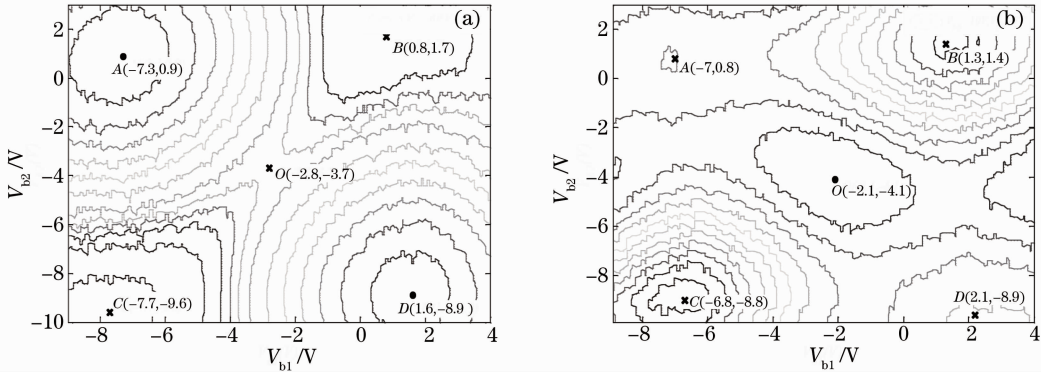


图 4 平均光功率随偏置电压变化的实验结果图。(a) $V_{pp} = 6V$; (b) $V_{pp} = 10V$

Fig. 4 Experimental contour graph for average output optical power versus the bias voltages. (a) $V_{pp} = 6V$; (b) $V_{pp} = 10V$

在对 16-QAM 光发射机的偏置电压进行反馈控制的同时, 要保证 16-QAM 信号的星座点在空间分布均匀。由于采用幅度等分的四电平驱动信号, 根据(1)式, 可以通过控制驱动信号的峰峰值电压 V_{pp} 使 MZM 的电场呈现均匀分布。分以下两种情况进行讨论。

1) $|E_{k1}| > |E_{k2}|$, $|E_{k4}| > |E_{k3}|$ 。由(1)式可知, MZM 的传输曲线是余弦函数, 驱动信号的 V_{pp} 越小, 越能对应于传输曲线中近似线性的一段, 所以 MZM 的电场越能接近均匀分布。但 V_{pp} 越小, MZM 的电场也越小, 可能导致信号码元间距过小, 容易引起码间串扰。综合考虑, $V_{pp} = V_\pi$ 时效果较为理想, 其传输曲线如图 5(a) 所示。然而, 此时在对 MZM 的偏置电压进行反馈控制时, 会出现陷入局部极值的情况, 导致偏置控制失效。

2) $|E_{k1}| < |E_{k2}|$, $|E_{k4}| < |E_{k3}|$ 。此时, 要满足 $|E_{k2} - E_{k1}| = |E_{k1} - E_{k4}| = |E_{k4} - E_{k3}|$, 假设偏置电压控制在最佳位置, 由(1)式可计算得到 $V_{pp} = 3.65V_\pi$, MZM 的传输曲线如图 5(b) 所示, 此时 16-QAM 信号的星座点在空间分布均匀。从与 $V_{pp} = V_\pi$ 的情况对比可以看出, 此时的星座点之间间距更大, 并且不存在局部极值现象。

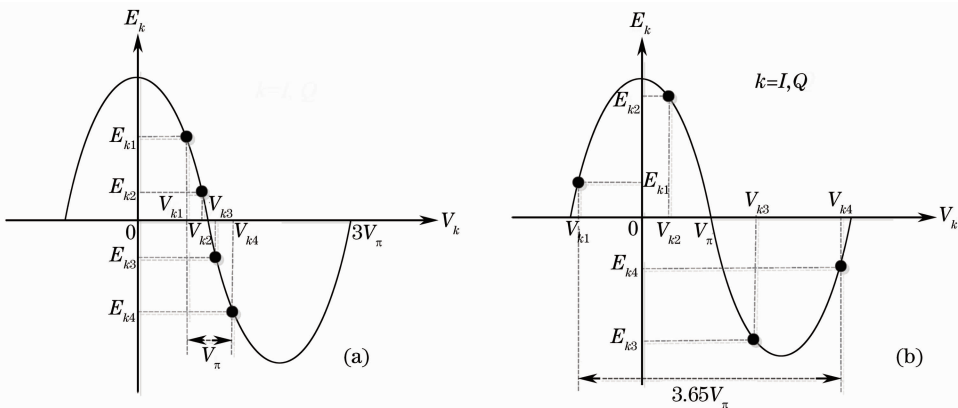


图 5 MZM 的传输曲线。(a) $V_{pp} = V_\pi$; (b) $V_{pp} = 3.65V_\pi$

Fig. 5 Transmission curves of MZM. (a) $V_{pp} = V_\pi$; (b) $V_{pp} = 3.65V_\pi$

以上分析均基于(6)式, 下面简要分析(7)式成立时的情况。通过给定 V_{pp} 和 φ 的大小, 根据(4)、(7)两式, 可以分别算出 V_{b1} 和 V_{b2} 的值。这里任选两种情况为例。1) 当 $V_{pp} = V_\pi$, $\varphi = \pi/3$ 时, 计算出 (V_{b1}, V_{b2}) 的值有以下四种可能: $A(0, 1.6V_\pi)$ 、 $B(0.4V_\pi, 2V_\pi)$ 、 $C(2V_\pi, 0.4V_\pi)$ 、 $D(1.6V_\pi, 0)$ 。2) 当 $V_{pp} = 2.5V_\pi$, $\varphi =$

$\pi/5$ 时,计算出 (V_{b1}, V_{b2}) 的值有以下四种可能: $A(0, 0.9V_{\pi})$ 、 $B(1.1V_{\pi}, 2V_{\pi})$ 、 $C(2V_{\pi}, 1.1V_{\pi})$ 、 $D(0.9V_{\pi}, 0)$ 。将上述取值分别代入(9)、(10)两式中,可知所得结果正负相反,因此,上述各点均为马鞍点。其仿真结果如图6所示,与理论分析完全一致。验证不同的 V_{pp} 和 φ 值,上述结论不变。因此,基于(7)式计算出的 (V_{b1}, V_{b2}) 所对应的平均光功率均为马鞍点,不会影响反馈控制效果。

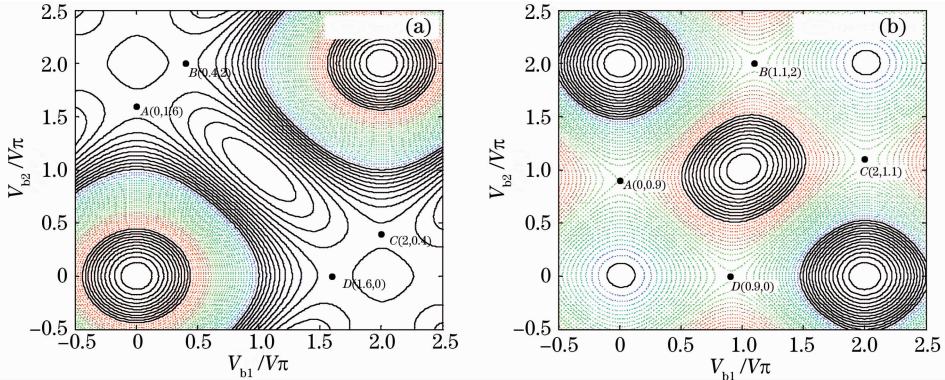


图6 平均光功率随偏置电压变化的等高图。(a) $V_{pp} = V_{\pi}$, $\varphi = \pi/3$; (b) $V_{pp} = 2.5V_{\pi}$, $\varphi = \pi/5$
Fig. 6 Two-dimensional contour graph for average output optical power versus the bias voltages.

(a) $V_{pp} = V_{\pi}$, $\varphi = \pi/3$; (b) $V_{pp} = 2.5V_{\pi}$, $\varphi = \pi/5$

5 结 论

研究了 16-QAM 光发射机的偏置电压反馈控制性能,对多偏置电压反馈控制之间的关系进行了理论分析,证明了 MZM 的偏置电压被控制在传输曲线最低点时,16-QAM 信号的平均光功率均为极值,这一事实不受 MZI 的偏置相位影响。这为协同控制 MZM 偏置电压与 MZI 偏置相位提供了理论基础。同时,通过分析还发现驱动信号幅度大于 $1.91V_{\pi}$ 时,以两 MZM 偏置电压为变量的输出光平均功率二维图中不存在多极值现象,这保证了基于极值搜索的偏置电压反馈控制的稳健性。最后,为了保证在等间距的四电平信号驱动下能产生最佳的 16-QAM 星座点,最佳电驱动峰峰值应设置为 $3.65V_{\pi}$ 。

参 考 文 献

- 1 G. W. Lu, T. Sakamoto, T. Kawanishi. Rectangular QPSK for generation of optical eightary phase-shift keying[J]. *Opt. Express*, 2011, **19**(19): 18479~18485
- 2 D. Qian, M. F. Huang, E. Ip *et al.*. High capacity/spectral efficiency 101.7-Tb/s WDM transmission using PDM-128QAM-OFDM over 165-km SSMF within C- and L-bands[J]. *J. Lightwave Technology*, 2012, **30**(10): 1540~1548
- 3 X. Zhou, J. Yu. Multi-level, multi-dimensional coding for high-speed and high-spectral-efficiency optical transmission[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2009, **27**(16): 3641~3653
- 4 G. -W. Lu, M. Skold, P. Johannisson *et al.*. 40-Gbaud 16-QAM transmitter using tandem IQ modulators with binary driving electronic signals[J]. *Opt. Express*, 2010, **18**(22): 23062~23069
- 5 A. Sano, H. Masuda, T. Kobayashi *et al.*. 69.1-Tb/s (432 × 171-Gb/s) C- and extended L-band transmission over 240 km using PDM-16-QAM modulation and digital coherent detection[C]. OFC, 2010. PDPB7
- 6 T. Sakamoto, A. Chiba, T. Kawanishi. 50-km SMF transmission of 50-Gb/s 16 QAM Tu. 1. E. 3 quad-parallel MZM[C]. ECOC, 2008
- 7 A. H. Gnauck, P. J. Winzer, S. Chandrasekhar *et al.*. Spectrally efficient long-haul WDM transmission using 224-Gb/s polarization-multiplexed 16-QAM[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2011, **29**(4): 373~377
- 8 P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. R. Doerr *et al.*. Spectrally efficient long-haul optical networking using 112-Gb/s polarization-multiplexed 16-QAM[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2010, **28**(4): 547~556
- 9 M. Sotoodeh, Y. Beaulieu, J. Harley *et al.*. Modulator bias and optical power control of optical complex e-field modulators [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2011, **29**(15): 2235~2248
- 10 P. S. Cho, J. B. Khurgin, I. Shpanzter. Closed-loop bias control of optical quadrature modulator[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(21-24): 2209~2211
- 11 P. S. Cho, M. Nazarathy. Bias control for optical OFDM transmitters[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2010, **22**(14): 1030~1032
- 12 H. Kawakami, E. Yoshida, Y. Miyamoto. Asymmetric dithering technique for bias condition monitoring in optical QPSK

- modulator[J]. *Electron. Lett.*, 2010, **46**(6): 430~431
- 13 H. Kawakami, T. Kobayashi, E. Yoshida *et al.*. Auto bias control technique for optical 16-QAM transmitter with asymmetric bias dithering[J]. *Opt. Express*, 2011, **19**(26): B308~B312
- 14 H. Kawakami, E. Yoshida, Y. Miyamoto. Auto bias control technique based on asymmetric bias dithering for optical QPSK modulation[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2012, **30**(7): 962~968
- 15 T. Hoshida, Y. Akiyama. Optical Modulator and Controlling Method and Apparatus Thereof[P]. US Patent, 7907324B2, 2011-3-15