

# 用于马赫-曾德尔结构硅光调制器正交和最小偏置点锁定的无抖动技术

喻杰奎<sup>1</sup>, 陈宏刚<sup>1\*</sup>, 张博<sup>1</sup>, 程媛<sup>1</sup>, 罗勇<sup>1</sup>, 梁雪瑞<sup>1,2</sup>, 胡蕾蕾<sup>1</sup>

<sup>1</sup>武汉光迅科技股份有限公司, 湖北 武汉 430205;

<sup>2</sup>华中科技大学武汉光电国家研究中心, 湖北 武汉 430205

**摘要** 提出了一种用于马赫-曾德尔结构(MZ)硅光调制器无抖动的正交(Quad)和最小(Null)偏置点锁定方案。该方案采用了一对差分的光电探测器(MPD)[与输出同向(inphase)的MPD和与输出相差180°(outerphase)的MPD]作为闭环控制信号反馈元件,将这一对差分MPD电流的比值记为归一化光电流,并基于该归一化光电流分别构造了相位偏置在90°的Quad点和180°的Null点的误差函数。对于Quad点锁定,误差函数为归一化比值光电流和差分MPD响应度比值的差值。对于Null点锁定,误差函数为归一化比值光电流相对于热光相移器热功率偏置点的一阶导数,并可通过二阶导数正负号来判定偏置功率的调节方向。从MZ硅光调制器的理论模型出发推导了算法的理论公式,并通过仿真对所提算法进行了验证,验证结果与数学推导公式的结论一致。最后,搭建了53 GBaud四电平脉冲幅度调制(PAM4)测试平台和53 GBaud二进制相移键控(BPSK)仿真平台验证了所提算法对MZ硅光调制器Quad点和Null点的锁定精度。

**关键词** 光学器件; 马赫-曾德尔结构; 硅光调制器; 自动偏压控制; 差分光电探测器

中图分类号 TN914

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS202242.2023003

## Dither-Free Quad- and Null-Bias Point Locking Technique for Mach-Zehnder Silicon Optical Modulator

Yu Jiekui<sup>1</sup>, Chen Honggang<sup>1\*</sup>, Zhang Bo<sup>1</sup>, Cheng Yuan<sup>1</sup>, Luo Yong<sup>1</sup>, Liang Xuerui<sup>1,2</sup>,  
Hu Leilei<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Accelink Technologies Co. Ltd., Wuhan 430205, Hubei, China;

<sup>2</sup>Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, Huazhong University of Science and Technology,  
Wuhan 430205, Hubei, China

**Abstract** A dither-free Quad- and Null-bias point locking scheme for Mach-Zehnder (MZ) silicon optical modulators is presented. In this scheme, a pair of differential monitoring photodetectors (MPDs) (an inphase-MPD in the same phase as the output and an outerphase-MPD with a 180° phase difference to the output) are used as the signal feedback components for closing-loop control. The ratio of the inphase-MPD current to the outerphase-MPD current is denoted as the normalized photocurrent, which is then used to construct the error functions for the Quad point (90° phase bias) and the Null point (180° phase bias). For Quad point locking, the error function is the difference between the normalized photocurrent and the responsivity ratio of the inphase-MPD and outerphase-MPD. For Null point locking, the error function is the first derivative of the normalized photocurrent relative to the thermal power bias point of the thermo-optic phase shifter, and the adjustment direction of the bias power is determined by the positive or negative sign of the second derivative. Then, the theoretical expression of the algorithm is derived according to the theoretical model of the MZ silicon optical modulator, and the proposed algorithm is verified by simulation. The verification results are in agreement with the conclusions of the mathematical derivation formula. Finally, a 53 GBaud 4-level pulse amplitude modulation (PAM4) test platform and a 53 GBaud binary phase-shift keying (BPSK) simulation platform are built to validate the accuracy of the proposed algorithm in Quad and Null point locking for MZ silicon optical modulators.

**Key words** optical devices; Mach-Zehnder structure; silicon optical modulator; automatic bias control; differential

收稿日期: 2022-02-24; 修回日期: 2022-04-20; 录用日期: 2022-05-10

基金项目: 国家重点研发计划(2019YFB2205203)

通信作者: honggang.chen@accelink.com

## 1 引言

高度集成化的高速光电器件是下一代片上信息通信和处理的核心光组件。发射光器件和接收光器件是实现光信号收发转换的两个关键光电器件。接收光器件通常采用 Si、Ge 和 InGaAs 等材料来实现光电转换。基于无机材料(硅混合集成聚苯胺等有机化合物或 Au、Zn 和氧化钛等金属材料构成的纳米线)也可以制作高转化效率和高带宽的接收光器件<sup>[1-4]</sup>,这也是制作高效光电探测器(MPD)的路径之一。发射光器件包括光源和调制器两大部分,其中光源通常采用 InP、GaAs 等材料制作,调制器通常采用 LiNbO<sub>3</sub>、InP 和 Si 等材料制作。随着信息容量的爆炸式增长,数据中心对光模块带宽、尺寸和功耗的要求也越来越苛刻,全硅光方案的收发集成光器件被看作是应对这一挑战的核心光器件<sup>[5]</sup>。其中,马赫-曾德尔(MZ)结构的硅光调制器作为硅光子生态链中的核心光器件可实现信号的高速电光调制,它作为外调制器需根据不同的调制格式选取不同的相位偏置工作点,例如:当调制器工作在强度调制格式时,相位偏置点需要设定为 90°,即正交点(Quad 点)<sup>[6]</sup>;当调制器工作在相位调制格式时,相位偏置点需要设定在 180°,即最小点(Null 点)<sup>[7-8]</sup>。通常所有的外调制器包括铌酸锂(LiNbO<sub>3</sub>)调制器、磷化铟(InP)调制器和硅基调制器,其相位偏置点会随着温度和环境的出现随机漂移的现象<sup>[9]</sup>。当外调制器的偏置点偏离最佳工作点时,调制器的调制性能会下降,引起光发射信号质量严重劣化,产生纠错后误码引起业务中断的不良后果,故实现调制器偏置点的自动闭环锁定是外调制器实用化的关键技术。当前外调制器自动偏置电压控制技术有两种实现方式。第一种方式是采用平均光功率探测实现闭环控制<sup>[10-11]</sup>。通过分 5% 的输出光信号经过光电探测器的方式来检测平均光电流,进而实现闭环锁定,这种方法仅适用于强度调制格式并且易受输入光信号变化的影响,因此平均光功率锁定法精度比较低,仅适用于不归零码(NRZ)这种简单编码方式的光信号传输。另外一种方式是采用扰动探测法实现闭环控制。实现相位偏置点的闭环控制需要进行的操作有:在外调制器的相位偏置引脚中引入小信号、低频率的正弦波或方波<sup>[12-16]</sup>,利用交流放大电路将外调制器输出端部分光信号进行放大,利用后端采样电路和控制电路实现同频或倍频电信号的检测<sup>[17-19]</sup>和改变相位偏置点将同频或倍频信号调节至最小,但这种方法实现复杂,需要信号发生器、多级交流放大电路、高阶模拟带通滤波器和同频信号探测器。这些复杂的电路元件很难放入到超小型封装形式[QSFP-DD (Quad Small Form Factor Pluggable-Double Density)、QSFP 等]的高速光模块中,其中 QSFP-DD 封装模块的宽度为 18.35 mm、长度为 89.4 mm 和厚度为 8.5 mm,OSFP 封装模块的宽度为

22.58 mm、长度为 107.8 mm 和厚度为 13.0 mm,基于 QSFP-DD/OSFP 两种封装形态的 400 Gb/s 和 800 Gb/s 光模块是未来 5 年数据中心短距互连的核心组件。

为了将 MZ 硅光调制器应用于上述两种封装形态的高速光模块中,需要提出一种新的相位偏置点锁定技术以实现 Quad 和 Null 偏置点的实时锁定。本文根据硅基光调制器的理论模型提出了一种无抖动方式实现 MZ 硅光调制器 Quad 和 Null 偏置点锁定的技术,该方案不需要在硅基调制器 bias 引脚上施加微扰信号即可实现硅基调制器 Quad 和 Null 偏置点的闭环锁定。整个文章共包括 5 章:第 2 章基于硅基调制器的理论模型给出了无抖动锁定方案的实现原理;第 3 章给出了锁定方案的实现步骤,并通过数值模拟验证了方案的理论可行性;第 4 章介绍了基于所提出方案的验证结果;第 5 章总结了本文的主要成果。

## 2 控制方案的理论分析

图 1 给出了 MZ 硅光调制器的模型图<sup>[20-21]</sup>,该调制器包括一个 1×2 多模干涉(MMI)输入耦合器、一对 2×2 MMI 输出耦合器、一个与输出同相位的 MPD (inphase-MPD) 和一个与输出相位相差 180°的 MPD (outerphase-MPD)。在 MMI 输入耦合器中:一个热光相移器用于调节 MZ 硅光调制器的直流(DC)偏置点;一对脊波导结构的差分反向 PN 结射频(RF)相移器用于将调制电信号转换为调制光信号,其相位调制机理为硅波导的等离子色散效应<sup>[22]</sup>;一对差分射频信号分别作用于射频相移器的上臂和下臂,上下臂的行波电极采用的是差分微带线(简称 SS 设计方案),上下臂行波电极分别串接一个 35 Ω 的终端电阻并连接至 VDD 引脚处,上下臂 PN 结的阴极连接在一起作为射频相移器的直流偏置,硅光调制器正常工作时可保证 VDD 小于 PN 处的电压,这样上下臂的 PN 结始终处于反向偏置状态。

基于图 1 所示的模型图可以得到 MZ 硅光调制器输出光场的复振幅,其表达式为

$$E_{\text{OUT}}(t) = \frac{E_{\text{IN}}}{1 + \gamma} \exp(-i\omega_0 t) \left\{ \exp[-\alpha_{\text{RF,A}}(t)] \times \exp\{i[\phi_{\text{RF,A}}(t) + \phi_{\text{bias}}]\} + \gamma \exp[-\alpha_{\text{RF,B}}(t)] \exp[i\phi_{\text{RF,B}}(t)] \right\}, \quad (1)$$

式中: $t$ 为时间; $E_{\text{IN}}$ 为连续输出激光器输出光场的复振幅; $\gamma$ 为 MZ 硅光调制器的分光比; $\omega_0$ 为输入光信号的载波频率; $\alpha_{\text{RF,A}}(t)$ 和 $\alpha_{\text{RF,B}}(t)$ 分别为 MZ 硅光调制器上下臂的吸收损耗因子,其通常由调制信号引起; $\phi_{\text{RF,A}}(t)$ 和 $\phi_{\text{RF,B}}(t)$ 为 MZ 硅光调制器上下臂的调制相移; $\phi_{\text{bias}}$ 为热光相移器引入的直流偏置相位,即需要锁定的相位。通过式(1)可以进一步得到 MZ 硅光调制器的输出光信号强度为

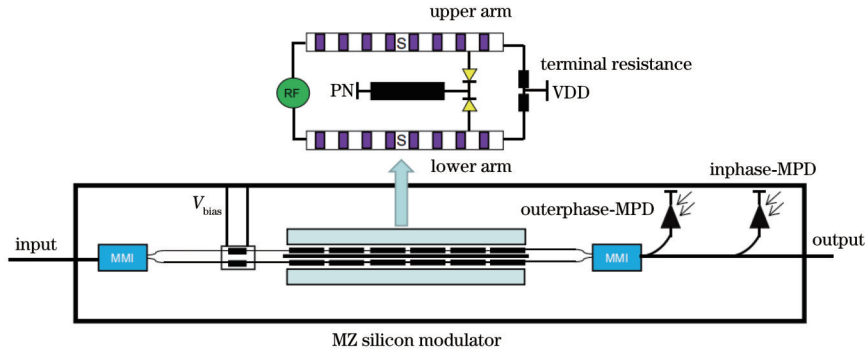


图 1 MZ 硅光调制器(同向 MPD 和反向 MPD)的模型图

Fig. 1 Model diagram of MZ silicon optical modulator (inphase-MPD and outerphase-MPD)

$$P_{\text{OUT}}(t) = \frac{P_{\text{IN}}}{(1+\gamma)^2} \left\{ \exp[-2\alpha_{\text{RF,A}}(t)] + \gamma^2 \exp[-2\alpha_{\text{RF,B}}(t)] + 2\gamma \exp[-\alpha_{\text{RF,A}}(t) - \alpha_{\text{RF,B}}(t)] \cos[\phi_{\text{RF,A}}(t) - \phi_{\text{RF,B}}(t) + \phi_{\text{bias}}] \right\}, \quad (2)$$

式中:  $P_{\text{IN}}$  为输入光信号的强度。针对式(2)进行如下假定, 即

$$P_{\text{OUT,DC}}(t) = \frac{P_{\text{IN}}}{(1+\gamma)^2} \left\{ \exp[-2\alpha_{\text{RF,A}}(t)] + \gamma^2 \exp[-2\alpha_{\text{RF,B}}(t)] \right\}, \quad (3)$$

$$P_{\text{OUT,AC}}(t) = \frac{2\gamma P_{\text{IN}}}{(1+\gamma)^2} \exp[-\alpha_{\text{RF,A}}(t) - \alpha_{\text{RF,B}}(t)], \quad (4)$$

式中:  $P_{\text{OUT,DC}}(t)$  和  $P_{\text{OUT,AC}}(t)$  分别为 MZ 硅光调制器输出光功率的直流分量和交流分量。因此, 式(2)可以简化为

$$P_{\text{OUT}}(t) = P_{\text{OUT,DC}}(t) + P_{\text{OUT,AC}}(t) \left\{ \left\langle \cos[\phi_{\text{RF,A}}(t) - \phi_{\text{RF,B}}(t)] \right\rangle \cos \phi_{\text{bias}} + \left\langle \sin[\phi_{\text{RF,A}}(t) - \phi_{\text{RF,B}}(t)] \right\rangle \sin \phi_{\text{bias}} \right\}, \quad (5)$$

式中:  $\langle \cdot \rangle$  表示调制相位随时间变化的积分函数。由于 inphase-MPD 和 outerphase-MPD 均为低速光电流探测器, 因此两者输出的光电流均为平均光电流。另外, 射频信号引起的 MZ 硅光调制器上下臂的调制相移可以由射频信号  $V_{\text{RF}}(t)$  的三阶多项式<sup>[18]</sup>来表示, 即

$$\phi_{\text{RF,A}}(t) = \varphi_{\text{RF,A,1}} + \varphi_{\text{RF,A,2}} \left[ V_{\text{PN}} - \frac{1}{2} V_{\text{RF}}(t) \right] + \varphi_{\text{RF,A,3}} \left[ V_{\text{PN}} - \frac{1}{2} V_{\text{RF}}(t) \right]^2 + \varphi_{\text{RF,A,4}} \left[ V_{\text{PN}} - \frac{1}{2} V_{\text{RF}}(t) \right]^3, \quad (6)$$

$$\phi_{\text{RF,B}}(t) = \varphi_{\text{RF,B,1}} + \varphi_{\text{RF,B,2}} \left[ V_{\text{PN}} + \frac{1}{2} V_{\text{RF}}(t) \right] + \varphi_{\text{RF,B,3}} \left[ V_{\text{PN}} + \frac{1}{2} V_{\text{RF}}(t) \right]^2 + \varphi_{\text{RF,B,4}} \left[ V_{\text{PN}} + \frac{1}{2} V_{\text{RF}}(t) \right]^3, \quad (7)$$

式中:  $\varphi_{\text{RF,A,1}} \sim \varphi_{\text{RF,A,4}}$  和  $\varphi_{\text{RF,B,1}} \sim \varphi_{\text{RF,B,4}}$  分别为 MZ 硅光调制器上臂和下臂的相移相对于反向 PN 结偏压的多项式因子;  $V_{\text{PN}}$  为射频 PN 结相移器的直流反向偏置电

压, 由于加载在射频 PN 结移向器上的射频信号通常为双极性信号(相对于 0 点正负对称), 因此可以得到  $\langle \sin[\phi_{\text{RF,A}}(t) - \phi_{\text{RF,B}}(t)] \rangle \approx 0$ , 这样式(5)可以进一步简化为

$$P_{\text{OUT}}(t) = P_{\text{OUT,DC}}(t) + P_{\text{OUT,AC}}(t) \left\langle \cos[\phi_{\text{RF,A}}(t) - \phi_{\text{RF,B}}(t)] \right\rangle \cos \phi_{\text{bias}}. \quad (8)$$

热光相移器引入的直流偏置相位变化的机理是基于硅基波导的热光效应, 即硅基波导折射率变化与热光相移器的热功率变化成正比<sup>[23]</sup>。同时, 由于热光相移器自身热电阻随偏置电压的变化较小, 故可以认为热光相移器的相位变化与施加在热光相移器的偏置引脚电压的平方成正比, 相关的表达式为  $\phi_{\text{bias}} = V_{\text{bias}}^2 \pi / V_{\pi}^2$ <sup>[24]</sup>, 其中  $V_{\text{bias}}$  是热光相移器施加的直流电压,  $V_{\pi}$  是热光相移器的半波电压(相位偏置为  $\pi$  时对应的直流电压)。因此, MZ 硅光调制器输出光信号与热光相移器偏置电压的关系可以表示为

$$P_{\text{OUT}}(t) = P_{\text{OUT,DC}}(t) + P_{\text{OUT,AC}}(t) \left\langle \cos[\phi_{\text{RF,A}}(t) - \phi_{\text{RF,B}}(t)] \right\rangle \cos \left( \frac{V_{\text{bias}}^2}{V_{\pi}^2} \pi \right), \quad (9)$$

inphase-MPD 和 outerphase-MPD 的平均光电流可以分别表示为

$$I_{\text{OUT,INPHASE}}(t) = R_{\text{INPHASE}} \left\{ I_{\text{OUT,DC}}(t) + I_{\text{OUT,AC}}(t) \left\langle \cos[\phi_{\text{RF,A}}(t) - \phi_{\text{RF,B}}(t)] \right\rangle \cos \left( \frac{V_{\text{bias}}^2}{V_{\pi}^2} \pi \right) \right\}, \quad (10)$$

$$I_{\text{OUT,OUTERPHASE}}(t) = R_{\text{OUTERPHASE}} \left\{ I_{\text{OUT,DC}}(t) - I_{\text{OUT,AC}}(t) \left\langle \cos[\phi_{\text{RF,A}}(t) - \phi_{\text{RF,B}}(t)] \right\rangle \cos \left( \frac{V_{\text{bias}}^2}{V_{\pi}^2} \pi \right) \right\}, \quad (11)$$

式中:  $R_{\text{INPHASE}}$  和  $R_{\text{OUTERPHASE}}$  分别为 inphase-MPD 和 outerphase-MPD 的响应度。对式(10)和式(11)所示的两路平均光电流进行归一化处理可得到归一化后的光电流, 即

$$I_{\text{RATIO}}(t) = \frac{R_{\text{OUTERPHASE}}}{R_{\text{INPHASE}}} \frac{I_{\text{OUT\_DC}}(t) - I_{\text{OUT\_AC}}(t) \langle \cos[\phi_{\text{RF\_A}}(t) - \phi_{\text{RF\_B}}(t)] \rangle \cos\left(\frac{V_{\text{bias}}^2}{V_{\pi}^2} \pi\right)}{I_{\text{OUT\_DC}}(t) + I_{\text{OUT\_AC}}(t) \langle \cos[\phi_{\text{RF\_A}}(t) - \phi_{\text{RF\_B}}(t)] \rangle \cos\left(\frac{V_{\text{bias}}^2}{V_{\pi}^2} \pi\right)}. \quad (12)$$

当 MZ 硅光调制器工作在强度调制格式下时, 热光相移器的直流偏置点需要锁定在 Quad 点, 即  $V_{\text{Quad}} = (\sqrt{k+1/2})V_{\pi}$ , 其中  $k$  为正整数。从式(12)中可以得到, 当热光相移器的直流偏置点满足  $V_{\text{bias}} = V_{\text{Quad}}$  和  $I_{\text{RATIO\_Quad}} = R_{\text{OUTERPHASE}}/R_{\text{INPHASE}}$  时, 可构造一个函数, 其表达式为

$$I_{\text{Quad}}(V_{\text{bias}}) = I_{\text{RATIO}}(t) - I_{\text{RATIO\_Quad}}. \quad (13)$$

由式(13)可以得到, 当  $V_{\text{bias}} = V_{\text{Quad}}$  时,  $I_{\text{Quad}}(V_{\text{bias}}) = 0$ 。因此, 只需要通过闭环控制保证  $I_{\text{Quad}}$  位于最小点即可实现 MZ 硅光调制器 Quad 点的锁定。

当 MZ 硅光调制器工作在相位调制格式下时, 热光相移器的直流偏置点需要锁定在 Null 点, 即  $V_{\text{Null}} = (\sqrt{2k+1})V_{\pi}$ 。求  $I_{\text{RATIO}}(t)$  相对于热光相移器的一阶导数和二阶导数, 其表达式分别为

$$K_{\text{slope\_Null}}(V_{\text{bias}}) = \frac{\partial I_{\text{RATIO}}(t)}{\partial V_{\text{bias}}^2}, \quad (14)$$

$$K'_{\text{slope\_Null}}(V_{\text{bias}}) = \frac{\partial^2 I_{\text{RATIO}}(t)}{\partial^2 V_{\text{bias}}^2}, \quad (15)$$

当  $V_{\text{bias}} = V_{\text{Null}}$  时,  $K_{\text{slope\_Null}}(V_{\text{Null}}) = 0$  且  $K'_{\text{slope\_Null}}(V_{\text{Null}}) > 0$ 。另外, 在实际锁定中, 计算当前功率比值的斜率曲线可采用的公式为

$$K_{\text{slope\_Null}}(V_{\text{bias}}) = \frac{I_{\text{RATIO}}(V_{\text{bias}}) - I_{\text{RATIO}}(V_{\text{bias}} - \Delta V)}{V_{\text{bias}}^2 - (V_{\text{bias}} - \Delta V)^2}, \quad (16)$$

式中:  $\Delta V$  为热光相移器偏置电压的单步调节量。因此, 对于 MZ 硅光调制器 Null 点的锁定, 除了需要将  $K_{\text{slope\_Null}}$  调节至最小外, 还需要判断  $K'_{\text{slope\_Null}}$  的符号性, 通过  $K'_{\text{slope\_Null}}$  符号可以判断热光相移器偏置电压的调节方向。

### 3 偏置工作点锁定步骤和模型仿真分析

基于第 2 章的推导, 本章对无抖动锁定算法进行了详细的仿真验证。仿真条件为: 输入光功率为 10 dBm, 输入光信号波长为 1310 nm, MZ 硅光调制器的三阶相移因子和吸收系数因子如表 1 所示<sup>[20]</sup>, inphase-MPD 的分光比为 5%, inphase-MPD 和 outerphase-MPD 的响应度为 0.8 A/W, 调制信号为 53 GBaud 速率的四电平脉冲幅度调制(PAM4)信号。图 2(a) 为热光相移器施加不同热功率(MZ 硅光调制器在不同相位偏置条件下), inphase-MPD 和 outerphase-MPD 输出光电流的仿真结果。可以看出, 两者输出波形随偏置点呈余弦曲线变化, 但两者的波形幅度比值由 inphase-MPD 分光比和响应度决定, 波形相位差为 180°。由于硅光芯片相同区域加工的 MPD 特性一致性较好, 故可以认为 inphase-MPD 和 outerphase-MPD 的响应度和温度特性基本相同。图 2(b) 为 inphase-MPD 和 outerphase-MPD 输出光电流归一化后的比值曲线。归一化后光电流数据已完全消除 MZ 硅光调制器输入光信号波动、MPD 响应度差异等对偏置点锁定的影响, 因此可以认为在不同热光相移器偏置功率下归一化光电流曲线呈现单一确定性。

图 3 为根据归一化曲线得到的  $K_{\text{slope\_Null}}(V_{\text{bias}}) > 1$  和  $I_{\text{Quad}}(V_{\text{bias}})$  计算结果。可以看到,  $I_{\text{Quad}}(V_{\text{bias}}) = 0$  和  $K_{\text{slope\_Null}}(V_{\text{bias}}) = 0$  对应的偏置点分别为热光相移器相位偏置的 Quad 点和 Null 点, 一个相位周期内有两个 Quad 点和一个 Null 点, 该仿真结果与第 2 章的推导完全一致。

图 4 和图 5 分别给出了 Null 点和 Quad 点的锁定流

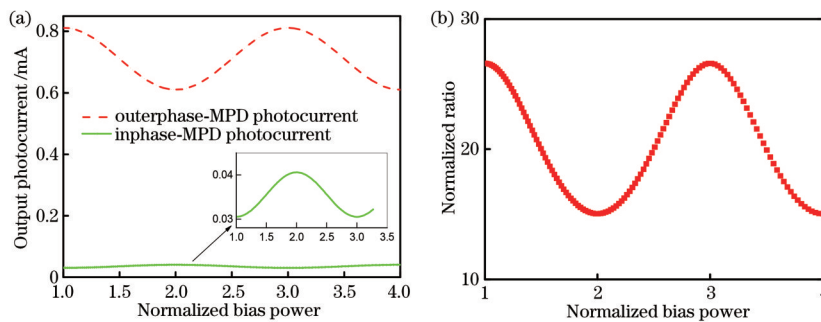


图 2 不同归一化偏置功率条件下 outerphase-MPD 光电流、inphase-MPD 光电流和归一化后比值的仿真曲线。(a) outerphase-MPD 和 inphase-MPD 光电流的仿真曲线; (b) 归一化后比值的仿真曲线

Fig. 2 Simulation curves of outerphase-MPD photocurrent, inphase-MPD photocurrent and normalized ratio under different normalized bias powers. (a) Simulation curves of outerphase-MPD photocurrent and inphase-MPD photocurrent; (b) simulation curve of normalized ratio

表 1 MZ 硅光调制器上下臂相移因子和吸收损耗因子

Table 1 Phase shift and absorption loss coefficients of upper and lower arms for MZ silicon optical modulator

Index	DC component	1st order coefficient	2nd order coefficient	3rd order coefficient
Phase shift	0.0130	0.9152	-0.1255	0.0144
Absorption loss	1.2087	-0.0912	0.0131	-0.0016

程图, 整个锁定流程分为两部分。第一部分为初始化搜寻最佳偏置点的流程。先大范围扫描出 inphase-MPD 和 outerphase-MPD 随偏置点变化的光电流曲线, 热光相移器热功率的扫描范围为  $0 \sim 2V_{\pi}^2$ 。然后, 获取归一化光电流曲线: 对于 Null 点锁定, 需要计算归一化光电流曲线相对于  $V_{bias}^2$  的一阶导数和二阶导数并记录为  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  和  $K'_{slope\_Null}(V_{bias})$ , 将满足  $K_{slope\_Null}(V_{bias})=0$  且  $K'_{slope\_Null}(V_{bias})>0$  的偏置点记为初始化搜寻 Null 点的最佳偏置点; 对于 Quad 点的锁定, 将满足  $I_{Quad}(V_{bias})=I_{RATIO}-R_{OUTERPHASE}/R_{INPHASE}=0$  的偏置点记为初始化搜寻 Quad 点的最佳偏置点。第二部分为找到初始化最佳偏置点后开启闭环锁定流

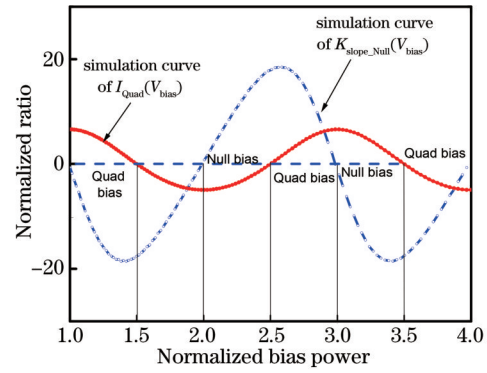


图 3  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  和  $I_{Quad}(V_{bias})$  的仿真结果

Fig. 3 Simulation results of  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  and  $I_{Quad}(V_{bias})$

程, 调节  $V_{bias}$  始终使  $K_{slope\_Null}(V_{bias})=0$  和  $I_{Quad}(V_{bias})=0$  的条件得到满足。图 4 中  $V_{DC\_SET\_Null}$ 、 $K_{slope\_Null\_last}(V_{bias})$  和  $K_{slope\_Null\_now}(V_{bias})$  分别为粗找的 Null 点的初始化偏置点、上一步偏置电压下归一化光电流曲线的一阶导数和当前偏置电压下归一化光电流曲线的一阶导数。图 5 中  $I_{Quad\_now}(V_{bias})$  和  $I_{Quad\_last}(V_{bias})$ 。分别为当前偏置电压下和上一步偏置电压下  $I_{Quad}(V_{bias})$  的值。

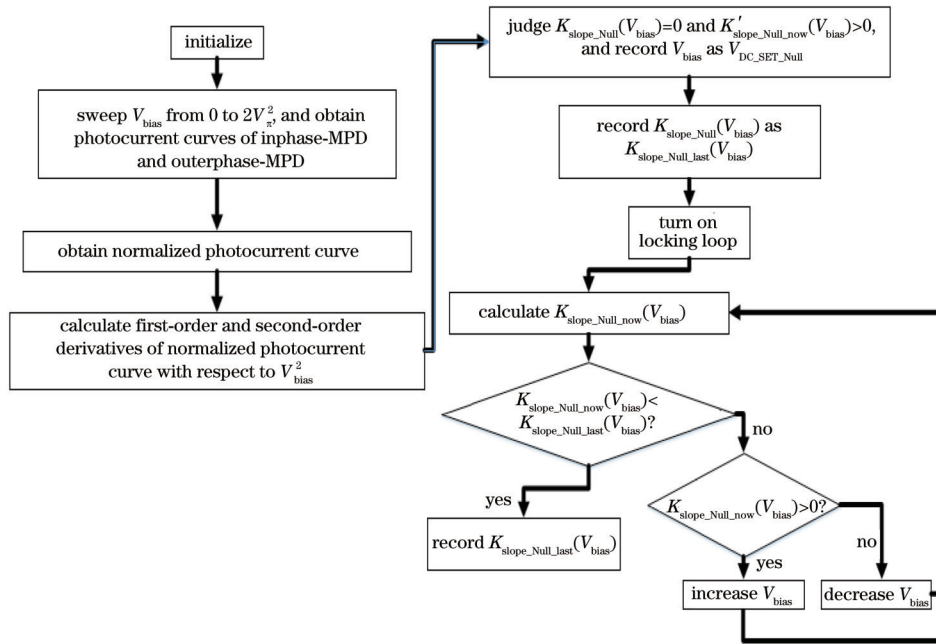


图 4 Null 点闭环锁定流程图

Fig. 4 Flow chart of closing-loop locking for Null bias point

## 4 结果与讨论

根据第 3 章的仿真结论, 搭建了 MZ 硅光调制器无抖动方案的 Quad 偏置点控制算法验证平台, 测试平台示意图如图 6 所示, 其中 PMF 为保偏光纤,  $V_{RF}$  为驱动硅光调制器的射频电压。将一个连续波 (CW) 激光器作为 MZ 硅光调制器的输入光源, 输出波长和光功率分别为 1310 nm 和 13 dBm。任意信号发生器 (AWG) 输出 53 GBaud 的 PAM4 信号, 并经过高速电压放大器 (driver) 放大, 将放大后的电压信号作为 MZ 硅光调制

器的射频输入, 热光相移器的电阻为  $820 \Omega$ ,  $V_{bias}$  和硅光调制器 PN 结的反向直流偏置电压  $V_{PN}$  通过一个双通道的数模转换器 (DAC) 进行驱动。MZ 硅光调制器的 outerphase-MPD 和 inphase-MPD 通过一个双通道的跨阻放大器 (TIA) 将光电流转换为电压信号, 这两组电压信号经过模数转换器 (ADC) 采样后输入到控制单元中以实现 Quad 点和 Null 点的闭环反馈控制。MZ 硅光调制器的输出光信号经过时钟恢复单元 (CDR) 和高速实时示波器 (DCA) 后转换为 PAM4 的光眼图, 用于评估闭环控制算法的系统性能。

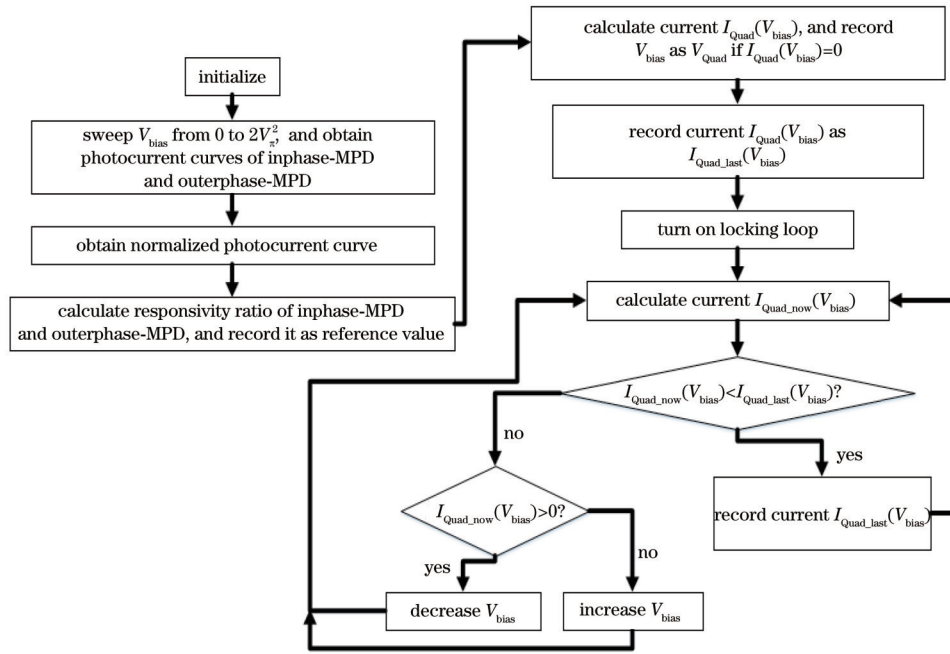


图 5 Quad 点闭环锁定流程图  
Fig. 5 Flow chart of closing-loop locking for Quad bias point

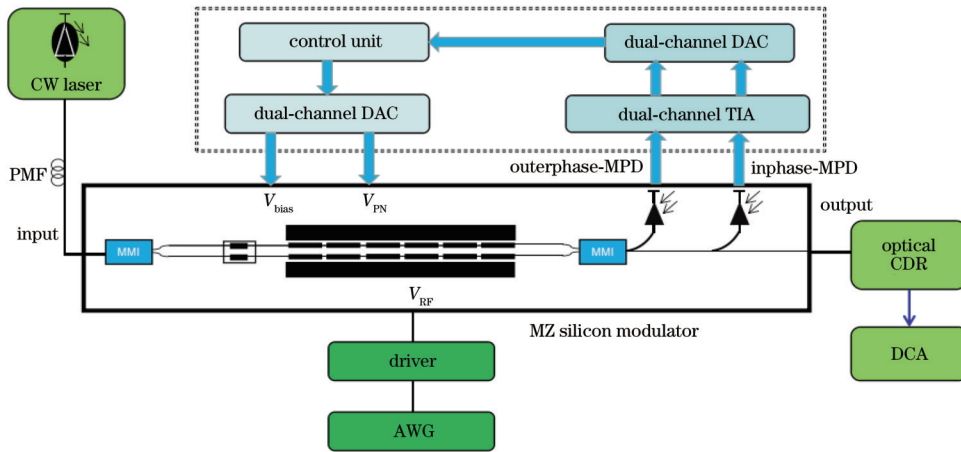


图 6 MZ 硅光调制器 Quad 偏置点控制算法的测试平台  
Fig. 6 Test platform for Quad bias point control algorithm in MZ silicon optical modulator

图 7(a) 为 MZ 硅光调制器在不同偏置点下, inphase-MPD、outerphase-MPD 和归一化输出光电流的测试结果。从测试结果可以得到热光相移器的半波热光功率(相位变化  $\pi$  的功耗)大约为 1.1 mW。通过归一化输出光电流的测试结果得到了  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  和  $I_{Quad}(V_{bias})$  的计算曲线, 根据测试结果可以得到 Quad 点和 Null 点对应的热光功率分别为 2.45 mW 和 3 mW, 对应的  $V_{bias}$  分别为 1.417 V 和 1.568 V。

为了评估算法的锁定性能, 重点验证了算法对 Quad 点的锁定性能, 具体实验为: 分别将  $V_{bias}$  相对于 Quad 点的最佳偏置点调偏  $\pm 60$  mV, 即将  $V_{bias}$  设置为 1.357 V 和 1.477 V; 开启算法锁定控制, 可以看到本来失真的 PAM4 眼图经过算法纠正后恢复到性能正常的状态,  $V_{bias}$  的锁定电压在 1.407~1.427 V 范围内变化, 这 20 mV 的电压变化相对于 Quad 偏置点的相

位变化范围为  $\pm 4.6^\circ$ 。图 8 分别给出了这三种不同  $V_{bias}$  条件下的 PAM4 眼图。表 2 给出了这三种不同  $V_{bias}$  条件下 PAM4 眼图的相关系统测试结果。可以看到, 经过算法纠正后平均光功率、光调制幅度 (OMA)、调制消光比 (ER) 和发射机色散眼图闭合代价 (TDECQ) 这些关键指标均达到了较好的平衡状态。

针对 Null 点的锁定精度验证, 搭建了基于二进制相移键控 (BPSK) 调制与解调性能仿真验证平台, 如图 9 所示, 其中 Lo 为相干接收机的本征输入端, 作为相干检测的本征信号输入。

O 波段的连续光源通过 BS 后被分为两路, 一路经过保偏光纤输入到 MZ 硅光调制器中, 另外一路经过保偏光纤后被作为接收端 (ICR) 的本征端信号。将 53 Gaud NRZ 信号作为 MZ 硅光调制器的射频驱动信号, MZ 硅光调制器的相位偏置点被算法锁定在 Null

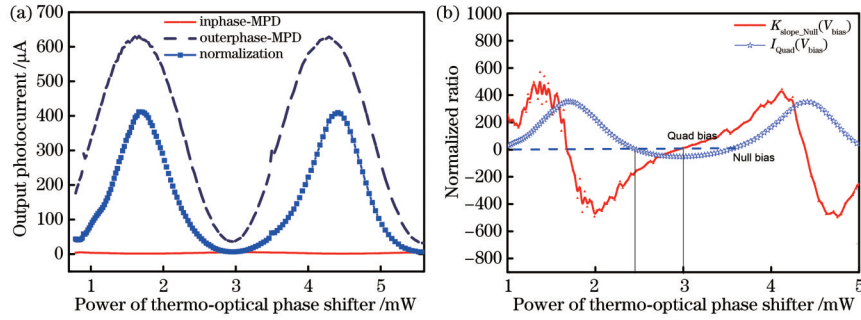


图 7 PAM4 调制格式 Quad 点锁定性能的验证结果。(a) 热光相移器在不同功率条件下, outerphase-MPD 光电流、inphase-MPD 光电流和归一化光电流的测试曲线; (b)  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  和  $I_{Quad}(V_{bias})$  的计算曲线  
 Fig. 7 Measured results of locking performance for Quad point under PAM4 modulation format. (a) Test curves of outerphase-MPD photocurrent, inphase-MPD photocurrent and normalized photocurrent under different powers of thermo-optical phase shifter; (b) calculated results of  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  and  $I_{Quad}(V_{bias})$

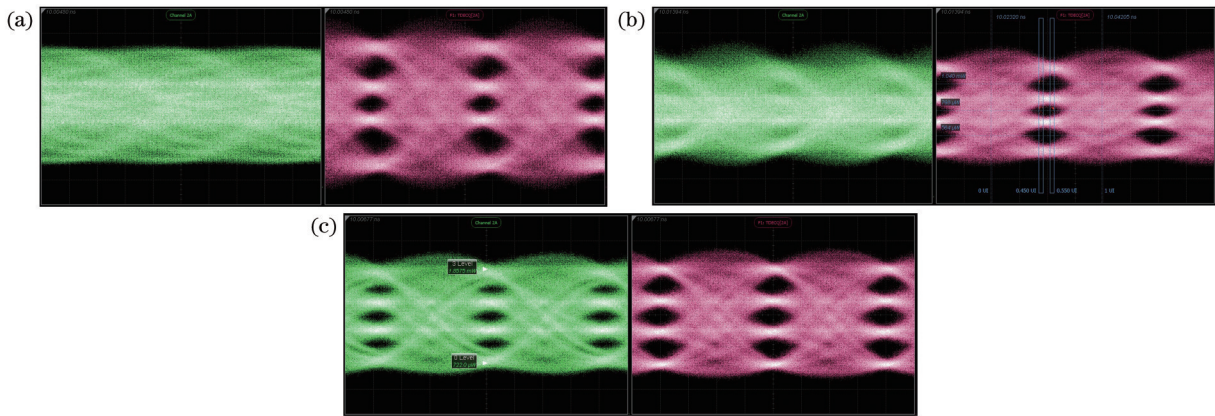


图 8  $V_{bias}=1.477\text{ V}$ 、 $V_{bias}=1.357\text{ V}$  和算法纠正后的 PAM4 眼图。(a)  $V_{bias}=1.477\text{ V}$ ; (b)  $V_{bias}=1.357\text{ V}$ ; (c) 算法纠正后  
 Fig. 8 PAM4 eye diagrams under cases of  $V_{bias}=1.477\text{ V}$ ,  $V_{bias}=1.357\text{ V}$  and corrected by proposed algorithm. (a)  $V_{bias}=1.477\text{ V}$ ; (b)  $V_{bias}=1.357\text{ V}$ ; (c) corrected by proposed algorithm

表 2  $V_{bias}=1.477\text{ V}$ 、 $V_{bias}=1.357\text{ V}$  和算法纠正后三种条件下的 PAM4 眼图系统测试参数

Table 2 Measured parameters of PAM4 eye diagram system under cases of  $V_{bias}=1.477\text{ V}$ ,  $V_{bias}=1.357\text{ V}$  and corrected by proposed algorithm

$V_{bias} / \text{V}$	Average optical power / dBm	OMA / dBm	ER / dB	TDECQ
1.477	2.12	3.217	6.799	>5.00
1.357	-0.94	-1.356	4.192	2.95
1.407-1.427 (corrected by proposed algorithm)	1.09	0.550	4.102	2.05

点, 这样 MZ 硅光调制器的输出为 BPSK 调制光信号。BPSK 调制光信号经过单模光纤传输与光噪声源耦合后作为 ICR 信号端的输入, ICR 输出的 X、Y 两路偏振态的高速模拟电信号经过数字相干解调系统后可实现 BPSK 信号的解调。BPSK 调制与解调系统仿真条件如下。Tx 端仿真条件为: 调制速率为 53 GBaud, RC 整形滤波器系数为 0.2, MZ 硅光调制器的参数与前面的仿真保持一致。系统仿真条件为: 光信噪比(OSNR)为 20 dB, 不考虑激光器线宽产生的相位噪声, 无色散、偏振相关损耗, 无偏振模色散和差分群时延等代价。Rx 端的仿真条件为: 信号端和本征端的光电探测器响应度为 0.04 A/W, 高速跨阻

放大器的跨阻增益为 5 kΩ。数字解调参数为: 过采样率为 2, 采样点为 50000。锁定算法的仿真条件为: 初始偏置点为  $V_{bias}^2 = 0.8P_{\pi}$ , 迭代次数为 1000, inphase-MPD 和 outerphase-MPD 的采样噪声功率为 -30 dBm, 热光相移器的迭代调节采用阶梯步进方案, 步进电压为  $0.01V_{\pi} [K_{slope\_Null}(V_{bias}) > 1]$ 、 $0.005V_{\pi} [0.5 \leq K_{slope\_Null}(V_{bias}) \leq 1.0]$ 、 $0.0025V_{\pi} [0.25 \leq K_{slope\_Null}(V_{bias}) \leq 0.50]$  和  $0.00125V_{\pi} [K_{slope\_Null}(V_{bias}) \leq 0.25]$ , 根据  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  的计算结果依次进行递减。其中,  $P_{\pi}$  为热光相移器相位变化  $\pi$  时需要的热功率。

图 10 (a) 给出了归一化偏置功率  $V_{bias}^2/P_{\pi}$  和  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  随算法迭代次数的变化曲线。可以看

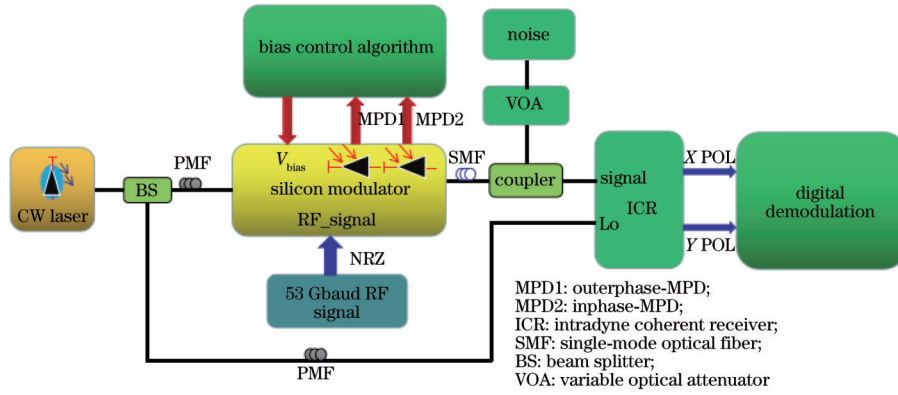


图 9 MZ 硅光调制器 Null 点锁定算法的仿真实验平台

Fig. 9 Simulation verification platform for Null point locking algorithm in MZ silicon optical modulator

到,经过大约 25 次迭代计算后  $V_{bias}^2/P_{\pi}$  趋于 1,同时  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  趋于 0,算法对 bias 的锁定误差小于 1%。图 10(b)~(c) 给出了  $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.8$ 、 $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.9$  和  $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.99$  三种锁定状态时的 BPSK 解调星座图。

可以看到,误差向量幅度 (EVM) 由 0.3342 减小至 0.0842,上述仿真结果充分验证了所提算法对 MZ 硅光调制器 Null 点锁定的鲁棒性。

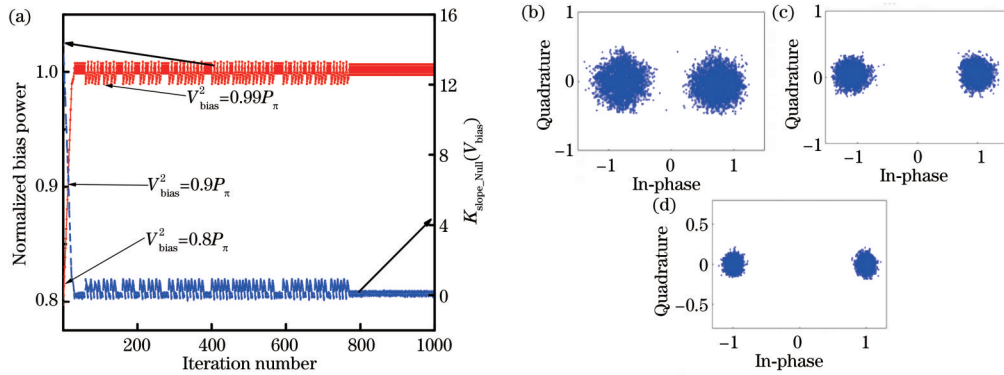


图 10 BPSK 调制格式下 Null 点锁定性能的仿真结果。(a)  $V_{bias}^2/P_{\pi}$  和  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  随迭代次数的变化曲线;(b)  $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.8$  的 BPSK 解调星座图;(c)  $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.9$  的 BPSK 解调星座图;(d)  $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.99$  的 BPSK 解调星座图

Fig. 10 Simulation results of locking performance for Null point under BPSK modulation format. (a)  $V_{bias}^2/P_{\pi}$  and  $K_{slope\_Null}(V_{bias})$  varying with iteration number; (b) BPSK constellation diagram under  $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.8$ ; (c) BPSK constellation diagram under  $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.9$ ; (d) BPSK constellation diagram under  $V_{bias}^2/P_{\pi}=0.99$

## 5 结 论

首先,基于硅基调制器非线性光电效应推导出了 MZ 硅光调制器输出光场与电场的函数对应关系,并通过推导得到的光电传递函数提出了一种不用给热光相移器添加微扰信号,基于 MZ 硅光调制器内部一对差分 MPD (inphase-MPD 和 outphase-MPD) 归一化比值光电流的 Quad 和 Null 偏置点锁定方案。然后,详细给出了算法针对 Quad 点和 Null 点的整个闭环锁定流程。接着,完成了算法的数值仿真,并将仿真结果与理论推导进行了对比,对比结果验证了理论推导的正确性。最后,搭建了 MZ 硅光调制器 Quad 点锁定算法的验证平台和 Null 点锁定算法的仿真实验平台,验证了在 53 GBaud PAM4 调制格式下算法的锁定精度和系统性能。实验结果表明,算法锁定误差相对于 Quad 点的最佳偏置点为  $\pm 10$  mV,关键眼图指标 [TDECQ (2.05 dB)、ER(4.102 dB) 等] 均已满足当前 400 Gb/s

DR4 光模块的应用要求。同时,基于 53 GBaud 速率的 BPSK 调制与解调系统仿真结果表明,所提算法针对 Null 锁定的误差小于 1%,这种无抖动的偏压锁定方案可被广泛应用于当前超小封装 (QSFP-DD/OSFP 等) 应用场景的高速硅光模块中。

## 参 考 文 献

- [1] Wen L, Liang L, Yang X G, et al. Multiband and ultrahigh figure-of-merit nanoplasmonic sensing with direct electrical readout in Au-Si nanojunctions[J]. ACS Nano, 2019, 13(6): 6963-6972.
- [2] Yang X G, Bao D H, Zhang Y, et al. Single crossed heterojunction assembled with quantum-dot-embedded polyaniline nanowires[J]. ACS Photonics, 2016, 3(7): 1256-1264.
- [3] Yang X G, Liu Y, Lei H X, et al. An organic-inorganic broadband photodetector based on a single polyaniline nanowire doped with quantum dots[J]. Nanoscale, 2016,



- 8(34): 15529-15537.
- [4] Chen M J, Wen L, Pan D H, et al. Full-color nanorouter for high-resolution imaging[J]. *Nanoscale*, 2021, 13(30): 13024-13029.
- [5] 周治平, 许鹏飞, 董晓文. 硅基光电计算[J]. *中国激光*, 2020, 47(6): 0600001.  
Zhou Z P, Xu P F, Dong X W. Computing on silicon photonic platform[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(6): 0600001.
- [6] 李韦萍, 孔森, 余建军. 基于偏振复用光调制器产生 PDM-16QAM 射频信号[J]. *光学学报*, 2020, 40(23): 2306002.  
Li W P, Kong M, Yu J J. Generation of PDM-16QAM radio frequency signal based on a polarization multiplexing optical modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(23): 2306002.
- [7] Yoshida T, Sugihara T, Uto K, et al. A study on automatic bias control for arbitrary optical signal generation by dual-parallel Mach-Zehnder modulator[C]// 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, September 19-23, 2010, Turin, Italy. New York: IEEE Press, 2010.
- [8] Cho P S, Khurgin J B, Shpantzer I. Closed-loop bias control of optical quadrature modulator[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2006, 18(21): 2209-2211.
- [9] Salvestrini J P, Guilbert L, Fontana M, et al. Analysis and control of the DC drift in LiNbO<sub>3</sub> based Mach-Zehnder modulators[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2011, 29(10): 1522-1534.
- [10] 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]// Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, March 25-29, 2007, Anaheim, CA, USA. New York: IEEE Press, 2007.
- [11] Kim M H, Yu B M, Choi W Y. A Mach-Zehnder modulator bias controller based on OMA and average power monitoring[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2017, 29(23): 2043-2046.
- [12] 陈宏刚, 张博, 马卫东, 等. 同相正交硅基光调制器的自动偏置电压控制技术[J]. *光学学报*, 2019, 39(3): 0306003.  
Chen H G, Zhang B, Ma W D, et al. Automatic bias voltage control technology of in-phase quadrature-phase silicon-based optical modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(3): 0306003.
- [13] 冯振华, 付松年, 唐明, 等. LiNbO<sub>3</sub> 马赫曾德尔调制器任意偏置工作点锁定技术的研究[J]. *光学学报*, 2012, 32(12): 1206002.  
Feng Z H, Fu S N, Tang M, et al. Investigation on agile bias control technique for arbitrary-point locking in lithium niobate Mach-Zehnder modulators[J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(12): 1206002.
- [14] 郝崇正, 李洪祚, 孙权, 等. 马赫-曾德尔调制器任意偏置点稳定控制技术[J]. *光子学报*, 2017, 46(10): 1023002.  
Hao C Z, Li H Z, Sun Q, et al. Stable bias control technique for any-point locking in Mach-Zehnder modulator[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2017, 46(10): 1023002.
- [15] Sotoodeh M, Beaulieu Y, Harley J, et al. Modulator bias and optical power control of optical complex E-field modulators[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2011, 29(15): 2235-2248.
- [16] Zhu X Q, Zheng Z N, 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.
- [17] 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.
- [18] Li X L, Deng L, Chen X M, et al. Modulation-format-free and automatic bias control for optical IQ modulators based on dither-correlation detection[J]. *Optics Express*, 2017, 25(8): 9333-9345.
- [19] Li X L, Deng L, Chen X M, 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.
- [20] Chen L, Dong P, Chen Y K. Chirp and dispersion tolerance of a single-drive push-pull silicon modulator at 28 Gb/s[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(11): 936-938.
- [21] Zhou Y Y, Zhou L J, Su F R, et al. Linearity measurement and pulse amplitude modulation in a silicon single-drive push-pull Mach-Zehnder modulator[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(14): 3323-3329.
- [22] Soref R, Bennett B. Electrooptical effects in silicon[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1987, 23(1): 123-129.
- [23] Harris N C, Ma Y J, Mower J, et al. Efficient, compact and low loss thermo-optic phase shifter in silicon[J]. *Optics Express*, 2014, 22(9): 10487-10493.
- [24] Chen H G, Zhang B, Hu L L, et al. Thermo-optic-based phase-shifter power dither for silicon IQ optical modulator bias-control technology[J]. *Optics Express*, 2019, 27(15): 21546-21564.