

# 应用于秒脉冲传递的电光调制器反馈控制系统

程楠<sup>1</sup> 陈炜<sup>1</sup> 刘琴<sup>2</sup> 徐丹<sup>1</sup> 杨飞<sup>1</sup> 桂有珍<sup>2</sup> 蔡海文<sup>1</sup>

<sup>1</sup>中国科学院上海光学精密机械研究所上海市全固态激光器与应用技术重点实验室, 上海 201800

<sup>2</sup>中国科学院上海光学精密机械研究所中科院量子光学重点实验室, 上海 201800

**摘要** 介绍了一种应用于光纤时频传递秒脉冲信号(1PPS)调制的马赫-曾德尔调制器(MZM)偏置点反馈控制系统。本系统将电光调制器的偏置点设置在传输曲线的最小值点(Null)和正斜率正交点(Quad+)之间的线性区域,利用光电二极管(PIN)探测输出1PPS信号的低电平电压的波动来检测偏置点的漂移。对测量到的电压信号进行数字处理后通过控制偏置点反馈系统来稳定调制器的偏置点。对反馈控制理论进行了原理推导,并与基于微扰理论的商用偏置点稳定系统进行了对比实验。实验证明该系统可以避免微扰信号对1PPS传输稳定性的影响,传递性能优于商用偏置点稳定系统。实验结果表明,1PPS传递时延波动的峰峰值为174 ps,均方根值(RMS)为18 ps,在平均时间为 $10^4$  s时,1PPS的时间阿伦方差(TDEV)下降到1.7 ps。

**关键词** 光纤光学; 偏置点控制; 马赫-曾德尔调制器; 秒脉冲; 时频传递;

中图分类号 O439

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201542.0905002

## Feedback Control System of Electro-Optic Modulator Used for Transferring One Pulse per Second

Cheng Nan<sup>1</sup> Chen Wei<sup>1</sup> Liu Qin<sup>2</sup> Xu Dan<sup>1</sup> Yang Fei<sup>1</sup> Gui Youzhen<sup>2</sup> Cai Haiwen<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Shanghai Key Laboratory of All Solid-State Laser and Applied Techniques, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China

<sup>2</sup>Key Laboratory for Quantum Optics, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China

**Abstract** A bias point feedback control system of Mach-Zehnder modulator (MZM) for transferring one pulse per second (1PPS) is used in time and frequency transfer via optical fiber. The low-level voltage of the 1PPS output by photodiode is used to measure the drift of the bias point, which is set between minimum point (Null) and orthogonal point of positive slope (Quad+) on transmission curve. The measured signal is digitally processed and used to control the feedback system to stabilize the bias point. The theoretical derivation of the principle is described and the performance of the system is compared with that of commercial bias point stabilized system based on dither method. The experimental results show that the behavior of our system is better, and the instability results from the dither can be avoided. The peak-peak fluctuated value of the propagation delay of the 1PPS is 174 ps, and the root-mean-square (RMS) value is 18 ps. The time deviation (TDEV) of the 1PPS for the averaging time of  $10^4$  s decreases to 1.7 ps.

**Key words** fiber optics; bias point control; Mach-Zehnder modulator; one pulse per second; time and frequency transfer

**OCIS codes** 060.2360; 120.3930; 120.7000; 060.4080; 250.4110

收稿日期: 2015-03-23; 收到修改稿日期: 2015-04-21

基金项目: 国家自然科学基金(61405212)

作者简介: 程楠(1985—),男,博士研究生,主要从事光纤时频传递方面的研究。E-mail: chengnan98@siom.ac.cn

导师简介: 蔡海文(1975—),男,博士,研究员,主要从事光纤传感、光纤时频传递等方面的研究。

E-mail: hwcai@siom.ac.cn(通信联系人)

## 1 引 言

高精度时频传递在时钟比对、甚长基线干涉和导航等领域扮演重要角色。相较于卫星时频传递系统,光纤具有损耗低、受外界环境影响较小等优点,使得光纤时频传递作为一种更佳的传输方式在近些年得到了迅速的发展<sup>[1-4]</sup>。在时频传递系统中通常采用电光转换将电信号调制到光载波上,而马赫-曾德尔调制器(MZM)因其具有高线性度、大调制带宽和低啁啾等优点,因此得到了广泛的运用<sup>[1-2]</sup>。

时间信号的传递方式通常有2种:1)将秒脉冲(1PPS)信号通过相位调制的方式调制到高码率的数字信号上传递到远端再解调出1PPS<sup>[3]</sup>,2)直接传递1PPS信号<sup>[2]</sup>。第1种方式需要复杂的调制解调器<sup>[5]</sup>,同时在时间信号的调制解调过程也会引入时间抖动。而第2种方式无需对1PPS进行调制解调,简化了系统的同时避免了信号的调制解调带来的时间抖动。时间信号的传递系统中,需要采用时间间隔测量仪器(TIC)测量从光纤链路中返回的1PPS和本地参考时钟输出的1PPS的时间差,进而计算信号传输时延。而TIC通常采用脉冲上升沿触发检测的方式来标定时间信号的到达时间<sup>[6]</sup>。因此1PPS的上升沿的变化会导致测量时延值的波动。而MZM在长期使用的过程中,传输函数会因为温度或老化等原因导致预先设定好的偏置点产生漂移,使得探测器接收到的秒脉冲信号的上升沿发生改变,影响时间信号传递的稳定度,因此需要有一个反馈补偿系统来稳定调制器的偏置点。常用的稳定偏置点的方法主要有微扰法<sup>[7]</sup>和光强探测法<sup>[8]</sup>。微扰法通过在直流偏置电压上引入一个千赫兹级的正弦扰动信号,检测该扰动信号的谐波来检测偏置点的漂移情况。但是对于1PPS信号来说微扰信号会引入噪声增加触发检测的不确定度<sup>[9-10]</sup>,同时因为1PPS信号是一个极低重复频率的宽带信号,采用滤波的方法很难将微扰信号滤除,因此微扰法并不适用于1PPS调制系统。现有的光强探测法通常需要检测信号的平均功率<sup>[11]</sup>,而1PPS的重复频率极低并且占空比极小(高电平持续时间为20 μs),所以信号的平均功率低很难被检测;并且,当需要将偏置点控制在传输曲线的最小值点(Null)时,需要借助其他手段才能判断调制器偏置点的漂移方向<sup>[12-14]</sup>,这无疑增加了系统的复杂程度。

本文针对1PPS信号的特性提出了一种适用于时频传递系统的电光调制器偏置点反馈控制系统(BPCS)。调制器的偏置点稳定在Null点和正斜率正交点(Quad+)之间,通过检测1PPS信号的低电平电压值的波动情况来反馈控制调制器的偏置点。无需检测信号的平均功率,同时无需其他手段便可准确判断出偏置点的漂移方向。该反馈控制系统简洁可靠,可以满足时频传递系统长时间稳定工作的需求。

## 2 原理和实验

图1左边的曲线为MZM的传输特性曲线, $V_{\pi}$ 为调制器的半波电压,Peak、Null和Quad+分别为调制器输出功率最大值、最小值和正斜率正交的电压偏置点。图1右边的曲线是调制1PPS的光信号经过光电转换后输出的电信号。从图1可知,当调制器的偏置电压设定为 $V_s$ 时,调制了1PPS的光信号输入探测器后输出的电信号为 $V_1$ , $V_1$ 的高电平电压和低电平电压分别为 $V_{LS}$ 和 $V_{HS}$ 。 $V_{LS}$ 可以表达为

$$V_{LS} = \frac{\Re R_L k P_i}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \pi \left( \frac{V_{LP} + V_s}{V_{\pi}} \right) \right] \right\}, \quad (1)$$

式中 $\Re$ 是探测器的响应度, $R_L$ 是探测器的负载阻抗, $k$ 为电光调制器插入损耗, $P_i$ 是输入到电光调制器的光功率,即激光器的输出光功率。 $V_{LP}$ 表示调制器射频(RF)端输入的1PPS的低电平电压, $V_s$ 表示此时电光调制器偏置电压。同理, $V_s$ 的高电平电压 $V_{HS}$ 可以表达为

$$V_{HS} = \frac{\Re R_L k P_i}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \pi \left( \frac{V_{HP} + V_s}{V_{\pi}} \right) \right] \right\}. \quad (2)$$

当调制器的传输曲线发生漂移时,如果此时的偏置电压保持 $V_s$ 不变,调制后的1PPS信号会产生漂移,如图1中右图的蓝色曲线所示,漂移后的1PPS信号为 $V_2$ , $V_2$ 的高电平和低电平电压分别为 $V_{LA}$ 和 $V_{HA}$ 。由(1)式和(2)式可以推出 $V_{LA}$ 和 $V_{HA}$ 分别为

$$V_{LA} = \frac{\Re R_L k P_i}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \pi \left( \frac{V_{LP} + V_s}{V_{\pi}} \right) + \Delta\phi \right] \right\} = \frac{\Re R_L k P_i}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \pi \left( \frac{V_{LP} + V_s + \Delta V}{V_{\pi}} \right) \right] \right\}, \quad (3)$$

$$V_{HA} = \frac{\Re R_L k P_i}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \pi \left( \frac{V_{HP} + V_S}{V_\pi} \right) + \Delta\phi \right] \right\} = \frac{\Re R_L k P_i}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \pi \left( \frac{V_{HP} + V_S + \Delta V}{V_\pi} \right) \right] \right\}, \quad (4)$$

式中  $\Delta\phi = \pi\Delta V/V_\pi$ , 表示传输曲线漂移的相位差。  $\Delta V$  表示漂移的相位差  $\Delta\phi$  对应的偏置电压的变化量。 当探测器输出的 1PPS 输入到 TIC 后, TIC 设定固定的触发电压  $V_t$  来检测 1PPS 的上升沿的到达时间。  $V_t$  通常设定在触发信号脉冲幅值的 10%~90% 之间。  $V_t$  的上升沿的到达时间为  $t_s$  (单位为 ps),  $V_2$  的到达时间为  $t_A$  (单位为 ps), 从图 1 的右图可知, 当调制器偏置点发生漂移时, 1PPS 上升沿的到达时间会改变, 由于偏置点漂移引起的触发时间差可以表示为

$$t_s - t_A = \frac{t_r(V_t - V_{LS})}{0.8(V_{HS} - V_{LS})} - \frac{t_r(V_t - V_{LA})}{0.8(V_{HA} - V_{LA})}, \quad (5)$$

式中, 定义脉冲信号的电压从脉冲幅值的 10%~90% 的时间间隔为信号的上升沿时间  $t_r$  (单位为 ps)。

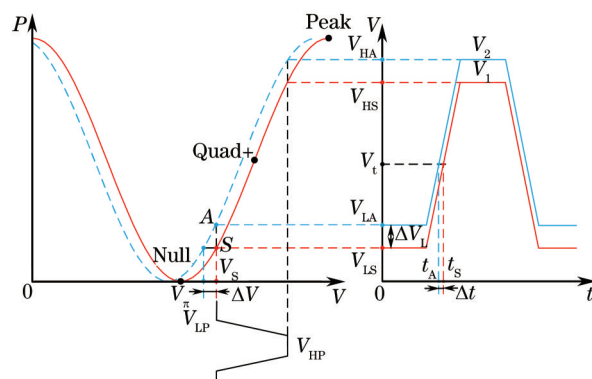


图 1 MZM 电光调制器特性曲线和调制后输出的 1PPS 信号

Fig.1 Transfer functions of the MZM and the output signal modulated by 1PPS

将(1)~(4)式代入(5)式, 其中:

$$V_{HS} - V_{LS} = -\Re R_L k P_i \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right] \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( V_S + \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right], \quad (6)$$

$$V_{HA} - V_{LA} = -\Re R_L k P_i \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right] \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( V_S + \Delta V + \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right], \quad (7)$$

调制器的调制曲线在很短的时间内变化很小, 可以近似地认为  $\Delta V \approx 0$ ,  $V_{HS} - V_{LS} \approx V_{HA} - V_{LA}$ , (5)式可以表达为

$$t_s - t_A = \frac{t_r}{0.8(V_{HS} - V_{LS})} (V_{LA} - V_{LS}) = \frac{t_r}{0.8} \frac{\sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( V_S + \frac{\Delta V}{2} \right) \right] \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{\Delta V}{2} \right) \right]}{\sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right] \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( V_S + \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right]} \approx \frac{t_r}{0.8} \frac{\sin \left( \frac{\pi}{V_\pi} V_S \right)}{\sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right] \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( V_S + \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right]} \frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{\Delta V}{2} \right) = \frac{\pi t_r \sin \left( \frac{\pi}{V_\pi} V_S \right)}{1.6 V_\pi \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right] \sin \left[ \frac{\pi}{V_\pi} \left( V_S + \frac{V_{HP} - V_{LP}}{2} \right) \right]} \Delta V, \quad (8)$$

由(8)式可得, 当偏置电压  $V_S$  设定在 Null 点和 Quad+ 之间的单调区间内, 并且输入的 1PPS 信号的高低电平保持不变时, 触发时间的改变与输出 1PPS 的低电平电压的波动呈线性关系, 同时与偏置电压的变化也呈线性关系, 因此可以通过测量 1PPS 低电平电压的改变来监测调制器的偏置电压的变化, 同时通过控制偏置电压来消除触发时间的波动。

图2为电光调制器偏置点反馈控制系统的原理图。1PPS信号源输出的1PPS通过脉冲分配放大器(PDA)生成两路1PPS信号,其中一路输入到电光调制器的RF输入端,通过MZM调制到激光器(laser)输出的光信号上,光信号通过一个95:5的耦合器,其中95%的光经过衰减器(attenuator)衰减后输入到探测器(detector)中,探测器输出的1PPS信号输出到TIC中,与PDA输出的另一路1PPS进行时间比对。而调制器输出5%的光信号输入到偏置点控制系统中的PIN中,PIN输出的电压信号经过模数(AD)采集转化成数字信号,通过数字信号处理(DSP)后再通过数模转换器(DAC)转换成直流(DC)电压信号输入到调制器的DC端,反馈控制调制器的偏置点。

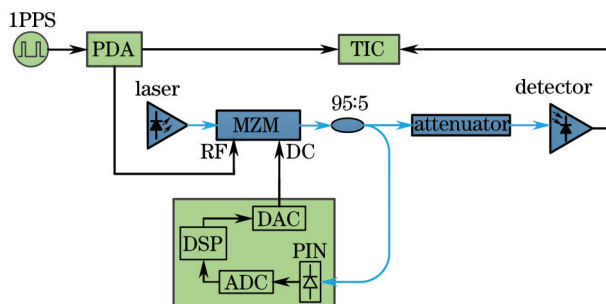


图2 偏置点反馈控制原理图

Fig.2 Schematic of the bias point control system

图3是DSP信号处理的程序流程图。1) 输入初始设定值,输入的为设定偏置电压值与特性曲线Null点对应的偏置电压的差值。这样的设定可以保证当获取了Null点的偏置电压后可以可靠地将偏置点设定在Null点和Quad+之间的单调区间内。2) 系统初始化,初始化程序主要是控制DAC扫描调制器的调制特性

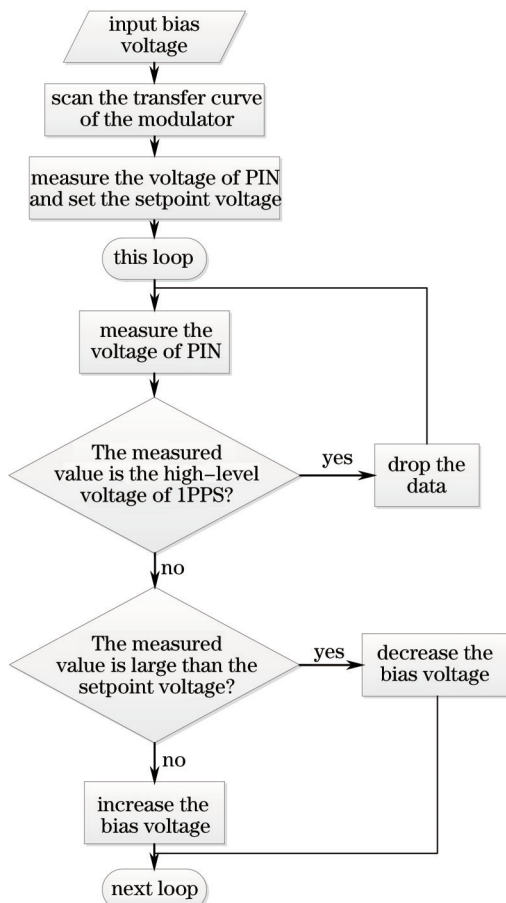


图3 反馈控制程序流程图

Fig.3 Flow chart of the feedback control process

曲线,主要记录特性曲线的Peak和Null点对应的偏置电压值,确定特性曲线中正斜率曲线的电压区间,然后控制DA输出电压为预设的偏置电压,并测量此时PIN管输出的电压,作为反馈补偿系统的初始电压。3)利用数模(AD)采集PIN的输出电压并进行高电平的判定,如果采集到电压远远大于上一次的采集值则判定为高电平,并剔除该数据重新采集的电压信号,如果不是,则认为采集的电压有效,进入下一步。高电平判断的目的是确保若1PPS的高电平电压被AD采集到时,错误的不会干扰整个控制反馈过程。最后是对采集到的电压信号进行数据处理,将处理后的信号通过比例积分微分系统(PID)生成反馈控制信号,控制DAC输出电压信号。输出控制电压后本次循环结束,下一次循环开始。

### 3 结果和讨论

首先对基于微扰原理的商用电光调制器偏置控制系统(DCS)进行测试,将偏置点设定在Null点,调制器RF端输入的1PPS信号高电平为3.3 V,低电平为0.01 V。系统中激光器的输出功率为17 dBm。系统中使用的电光调制器(Oclaro PowerBit SD-20)的插入损耗为3.2 dB,消光比为22 dB,半波电压为 $V_{\pi}=5$  V,输出的光信号经过衰减器衰减到-25 dBm输入到探测器中,输出的1PPS信号如图4(a)所示。高电平为1.75 V,低电平为0.03 V,通过示波器(采样率为40 GS/s,带宽为13 GHz)测量1PPS的上升沿时间为800 ps。从图中可以看出,由于微扰信号的存在,1PPS信号叠加了许多噪声。将探测器输出的1PPS信号与PDA输出1PPS信号输入到TIC进行时间比对,TIC的触发电平设定为0.7 V。时间抖动如图4(c)所示。由图4(c)可以看出,1PPS的传输时间抖动虽然长期稳定,但是由于微扰信号的存在,10 h测试的时间抖动峰峰值为1.163 ns,均方根(RMS)抖动为81 ps。同时实验中也观察到调制器未输入1PPS信号时偏置控制系统可以保持长期稳定,当输入1PPS时,控制系统会出现频繁的控制失锁现象。这是因为控制板的AD采样率较高,当AD采样到了调制的1PPS的脉冲信号时,使得此刻采集到的电压发生了巨大跳变,因此误差信号超出了反馈控制系统的范围。

对BPCS系统进行了测试,偏置点稳定后输出的光功率为-3 dBm,经过耦合器后95%的光功率同样经过衰减器衰减到-25 dBm后输入到探测器中。探测器输出的1PPS通过示波器显示的波形图如图4(b)所示。输出的1PPS信号的高电平为1.43 V,低电平电压为0.07 V,上升沿时间为800 ps。从图4(b)中可以看出,本方案

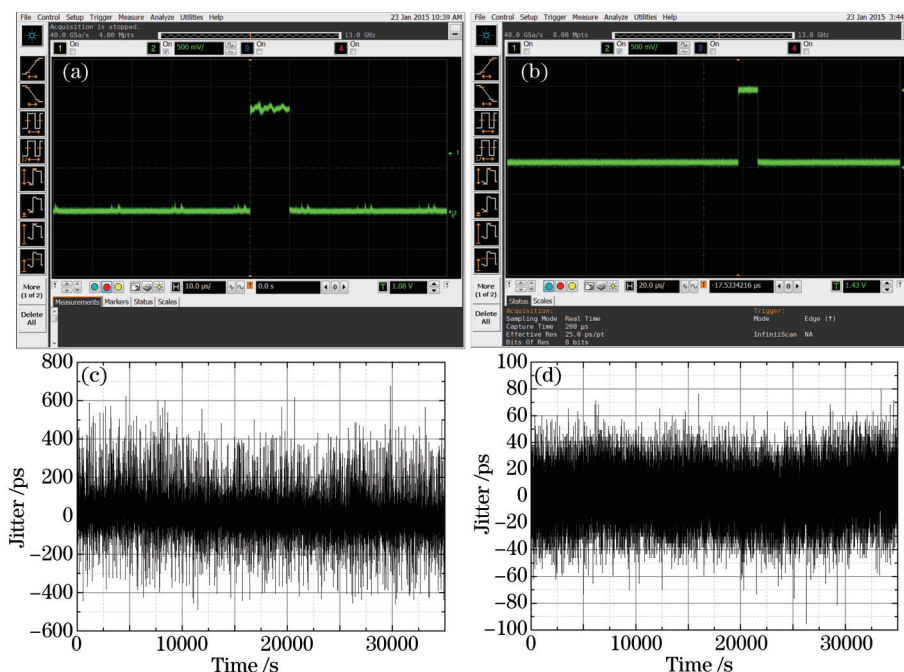


图4 DCS和BPCS的1PPS波形图和时间抖动图。(a) DCS的1PPS的波形图;(b) BPCS的1PPS的波形图;  
(c) DCS系统的时间抖动;(d) BPCS系统传递的时间抖动

Fig.4 Oscillogram and time jitter figures of DCS and BPCS. (a) Oscillogram of DCS; (b) oscillogram of BPCS; (c) time jitter of DCS;  
(d) time jitter of BPCS

消除了微扰信号对1PPS信号的干扰。调制器输出的光信号5%的功率输入到偏置控制板的PIN中,PIN输出的电压经过放大后通过AD采集。将此时的1PPS的参数代入(8)式中,同时设定偏置点电压 $V_s=V_\pi+0.1\text{ V}=5.1\text{ V}$ , (8)式可以写为

$$t_s - t_A = 735.29(V_{LA} - V_{LS}) = 25.51(V_A - V_S). \quad (9)$$

系统中采用的TIC(Stanford Research Systems SR620)测量分辨率为 $25\text{ ps}^{[15]}$ 。由(9)式可得,AD的分辨率应小于 $0.034\text{ V}$ ,DA的分辨率应小于 $0.98\text{ V}$ 。系统中使用的PIN输出电压范围为 $0\sim 5\text{ V}$ ,因此系统中的AD的输入电压范围为 $0\sim 5\text{ V}$ ,位数为 $16\text{ bit}$ ,AD的电压分辨率为 $0.07\text{ mV}$ 。控制程序中需要控制DA扫描调制器特性曲线,要求DA输出电压值 $V_{DA} \geq 2V_\pi$ ,因此系统中选用的DA的输出电压范围为 $0\sim 10\text{ V}$ ,位数同样为 $16\text{ bit}$ ,DA的输出分辨率为 $0.15\text{ mV}$ 。AD和DA的采样率均设置为 $5\text{ kHz}$ ,既可以保证系统有足够的反馈带宽来控制调制器偏置点随温度变化而产生的漂移,也可以尽可能避免AD因为采样率过高而采样到脉冲信号,再配合程序中高电平判断程序可以消除脉冲信号对控制系统的干扰。图4(d)是TIC的长期测试结果,TIC的触发电平保持 $0.7\text{ V}$ 不变。从图中可以看出,1PPS信号在 $10\text{ h}$ 的抖动峰峰值为 $174\text{ ps}$ ,均方根抖动为 $18\text{ ps}$ 。

图5表示DCS系统、BPCS系统和PDA本底的时间阿伦方差(TDEV),从图中可以看出,在平均时间 $1\text{ s}$ 时,DCS和BPCS的TDEV分别为 $37\text{ ps}$ 和 $17\text{ ps}$ ,平均时间为 $10^4\text{ s}$ 时,DCS和BPCS的TDEV分别为 $7.6\text{ ps}$ 和 $1.7\text{ ps}$ 。从结果中可知,相对于商用的微扰法的偏置控制系统,BPCS系统无论在短期时间稳定性和长期时间稳定性方面都有相应的提高。

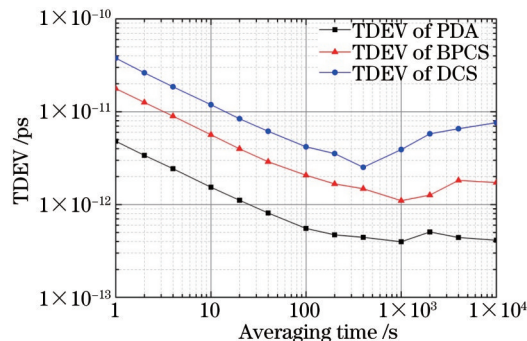


图5 DCS系统、BPCS系统和PDA的TDEV

Fig.5 TDEV of the DCS, BPCS and PDA

## 4 结 论

根据时频传递系统的要求,描述了一种基于光强探测原理、适用于1PPS信号传递的MZM调制器偏置点稳定系统。该系统针对1PPS信号低重复频率、高带宽和低占空比的特点,将偏置点设定在Null点到Quad+点之间的单调区间内,通过检测1PPS信号的低电平电压的波动情况来反馈控制调制器的偏置点。该方案克服了光强探测方案中需要辅助手段才能判断偏置点漂移方向的问题,同时避免了微扰法中微扰信号对1PPS信号的影响。该方案简洁可靠,在经过长期测试后,1PPS传输时间的波动峰峰值为 $174\text{ ps}$ ,RMS值为 $18\text{ ps}$ ,在平均时间为 $10^4\text{ s}$ 时,TDEV为 $1.7\text{ ps}$ 。该系统可以满足时频传递系统中1PPS信号的传递要求。

## 参 考 文 献

- 1 Hua Yun, Gui Youzhen, Yang Fei, *et al.*. Analysis of repeater for time and frequency dissemination via optical fiber[J]. Chinese J Lasers, 2012, 39(9): 0905002.  
华 芸, 桂为珍, 杨 飞, 等. 光纤时频传递系统的中继技术分析[J]. 中国激光, 2012, 39(9): 0905002.
- 2 M Rost, D Piester, W Yang, *et al.*. Time transfer through optical fibres over a distance of 73 km with an uncertainty below 100 ps[J]. Metrologia, 2012, 49(6): 772-778.
- 3 F Yang, D Xu, Q Liu, *et al.*. Accurate transmission of time and frequency signals over optical fibers based on WDM and two way optical compensation techniques[C]. CLEO: Applications and Technology, San Jose, 2013: JTU4A. 99.
- 4 O Lopez, A Kanj, P Pottier, *et al.*. Simultaneous remote transfer of accurate timing and optical frequency over a public fiber network

- [J]. Appl Phys B, 2013, 110(1): 3–6.
- 5 P Krehlik, ŁSliwczyński, Ł Buczek, *et al.*. Fiber-optic joint time and frequency transfer with active stabilization of the propagation delay[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2012, 61(10): 2844–2851.
- 6 Landis G P, Galysh I. NRL/USNO two way time transfer modem design and test results[C]. Proceedings of the 1992 IEEE Frequency Control Symposium, 1992: 317–326.
- 7 Łukasz ŁSliwczyński, Przemysław Krehlik, Marcin Lipiński. Optical fibers in time and frequency transfer[J]. Meas Sci Technol, 2010, 21(7): 075302.
- 8 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.
- 9 Feng Zhenhua, Fu Songnian, Tang Ming, *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.  
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.
- 10 P S Cho, J B Khurgin, I Shpantzer. Closed-loop bias control of optical quadrature modulator[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2006, 18(21–24): 2209–2211.
- 11 Ferran Reverter, Óscar Casas, Josep Jordana, *et al.*. Trigger uncertainty in period-to-code converters based on counters embedded in microcontrollers[J]. Sensors and Actuators A: Physical 2004, 110(1–3): 439–446.
- 12 Yupeng Li, Yangan Zhang, Yongqing Huang. Any bias point control technique for Mach-Zehnder modulator[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2013, 25(24): 2412–2415.
- 13 Xiaonan Hui, Shilie Zheng, Jinhai Zhou, *et al.*. Electro-optic modulator feedback control in phase-sensitive optical time-domain reflectometer distributed sensor[J]. Appl Opt, 2013, 52(35): 8581–8585.
- 14 Wen he, Ge Yihong, Jiang Huan, *et al.*. Monitoring bias offset drift of Mach-Zehnder modulator based on coherent hybrid scheme[J]. Chinese J Lasers, 2009, 36(8): 2035–2041.  
闻 和, 葛逸宏, 姜 欢, 等. 基于相干自混频原理的马赫-曾德尔调制器偏置点的监测[J]. 中国激光, 2009, 36(8): 2035–2041.
- 15 Yupeng Zhu, Yanfu Yang, Bingyang Yan, *et al.*. A dither-free bias voltage and driver signal amplitude control technique for optical 8 PSK generator[J]. Chin Opt Lett, 2014, 12(s1): s10606.
- 16 Frequency counters. SR620–Universal Time Interval and Frequency Counter[R/OL]. [2015–4–21] <http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/Catalog/SR620c.pdf>.

栏目编辑: 王晓琰