

# 探测响应对时间交织光模数转换通道失配的影响

薛翔\*\*, 吴龟灵\*, 陈建平

上海交通大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240

**摘要** 从时间交织光模数转换(TIPADC)的通道响应出发,分析了后端光电探测响应与通道失配的关系及其对失配校正的影响,并进行了仿真验证。结果表明:在探测响应不导致串扰的情况下,通道失配的影响与频率无关,可以用单一频点处得到的失配参数进行校正。在探测响应会导致串扰的情况下,不同增益下的通道响应呈同比例变化,但不同时间失配下的通道响应呈不同比例变化,用单一频点处得到的失配参数只能对增益失配进行校正。

**关键词** 光通信; 信号处理; 光模数转换; 探测响应; 通道失配; 校正

中图分类号 TN203

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201845.0906003

## Effects of Photodetection Response on Channel Mismatches of Time-Interleaved Photonic Analog to Digital Conversion

Xue Xiang\*\*, Wu Guiling\*, Chen Jianping

State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China

**Abstract** Based on the channel response of time-interleaved photonic analog to digital conversion (TIPADC) system, the relationship between photodetection response and channel mismatches, as well as its effects on correction of mismatches is analyzed. The simulation is also performed. The results show that the influence of channel mismatches is irrelevant to the frequency when the photodetection response do not induce the crosstalk. In this case, the mismatch correction can be achieved with mismatch parameters obtained at a single frequency. In comparison, in the situation that the photodetection response can cause the crosstalk, the channel response under different gains has the same proportion change, while the channel response at different time mismatches changes in different proportions. Thus, the gain mismatches can only be corrected through mismatch parameters obtained at a single frequency.

**Key words** optical communications; signal processing; photonic analog to digital conversion; photodetection response; channel mismatches; correction

**OCIS codes** 060.2360; 060.5625; 070.2025

## 1 引 言

模数转换器是连接物理世界和数字世界的关键器件。随着信息技术的迅速发展,用户对模数转换器的性能要求也越来越高。目前,电模数转换器的发展受“电子瓶颈”限制<sup>[1]</sup>,难以满足日益增长的对模数转换器性能的要求。基于光子学技术的光模数转换器,具有高带宽、低抖动等优势,具备显著提升模数转换器性能潜力<sup>[2]</sup>,因而获得了广泛的关注和

和研究<sup>[3-7]</sup>。

时间交织光模数转换器(TIPADC)能有机结合光子技术和电子技术的特点,是获得高采样率和高精度光模数转换器的一种典型方案<sup>[8]</sup>。多通道间的增益、时间和偏置失配是限制 TIPADC 系统性能的主要因素。Centurelli 等<sup>[9]</sup>提出了一种针对 TIPADC 增益、时间和偏置失配的基于宽带微分器的后端校正方案; Divi 等<sup>[10]</sup>提出了一种针对 TIPADC 通道时间失配的基于盲估计的校正方案。

收稿日期: 2018-02-06; 修回日期: 2018-04-27; 录用日期: 2018-05-07

基金项目: 国家自然科学基金(61535006,61627817)

\* E-mail: wuguilin@sjtu.edu.cn; \*\* E-mail: xuexiang0704@sjtu.edu.cn

但以上方案均未考虑 TIPADC 系统后端光电探测部分对通道失配的影响。Su 等<sup>[11]</sup>分析了 TIPADC 的通道响应,结果表明:TIPADC 系统的等效通道响应与后端探测[包含光电探测器到电模数转换(ADC)的所有器件]响应有关。本文从 TIPADC 系统的等效通道响应出发,分析了探测响应对通道失配特性及其校正的影响,并基于多通道 TIPADC 系统进行了仿真验证。

## 2 通道失配与探测响应的关系

典型的 TIPADC 系统结构如图 1 所示。锁模激光器(MLL)产生的光脉冲序列经波分复用模块(WDM)倍频,产生高速的光采样时钟。利用马赫曾德尔调制器(MZM)对输入射频信号(RF)进行采样,通过解复用模块(DWDM)得到  $N$  通道光脉冲序列。各通道光脉冲先后经过光电探测器(PD)、电模数转换器(EADC)和信号处理模块后,得到重构

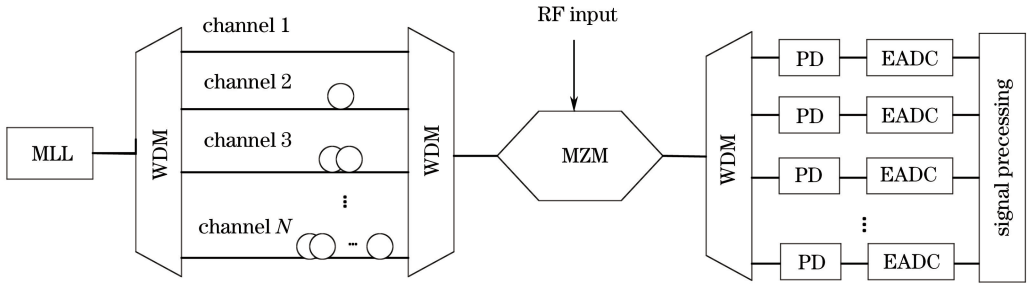


图 1 时间交织光模数转换系统结构示意图

Fig. 1 Schematic of time interleaved photonic analog-to-digital conversion system

只考虑后端探测的影响,认为调制器和光脉冲的响应在关注的频率范围内是平坦的,即  $H_{M,n}(\Omega)$ 、 $P_{S,n}(\Omega)$  和频率无关。根据 Nyquist 无串扰准则可知:当探测响应不导致串扰时,  $R_n(\Omega)$  是个常数。此时,通道响应没有频率选择性。当探测响应会导致串扰时,  $R_n(\Omega)$  是一个以  $\Omega_s$  为周期的函数,则  $H_{A,n}(\Omega)$  也是一个以  $\Omega_s$  为周期的函数,通道响应具有频率选择性。

基于以上分析,可以进一步分析通道失配与探测响应间的关系:当无串扰,即通道响应没有频率选择性时,通道增益失配和时间失配的影响与频率无关,可以用在单一频点处得到的失配参数进行校正;当有串扰,即通道响应具有频率选择性时,在只有增益失配的情况下,  $d_{P,n}$  为 0, (1) 式可写为

$$H_{A,n}(\Omega) = -\frac{\alpha_n P_{A,n}}{T_s} H_{M,n} P_{S,n} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{E,n}(\Omega - m\Omega_s). \quad (3)$$

的信号。

上述 TIPADC 系统中,第  $n$  个通道的等效通道响应的频域表达式为<sup>[11]</sup>

$$H_{A,n}(\Omega) = -\frac{\alpha_n P_{A,n}}{2\pi} H_{M,n}(\Omega) P_{S,n}(\Omega) R_n(\Omega) \exp(j\Omega d_{P,n}), \quad (1)$$

$$R_n(\Omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{E,n}(\Omega - m\Omega_s) \exp[-j(\Omega - m\Omega_s) d_{P,n}], \quad (2)$$

式中:  $P_{A,n}$  为第  $n$  通道光脉冲平均功率;  $P_{S,n}(\Omega)$  为第  $n$  通道光脉冲频谱;  $\alpha_n$  为第  $n$  通道经光调制器的插入损耗;  $H_{M,n}(\Omega)$  为调制器的小信号频率响应;  $H_{E,n}(\Omega)$  为第  $n$  通道后端探测的频率响应;  $T_s$  为单通道采样周期,  $\Omega_s$  为  $2\pi/T_s$ ;  $d_{P,n}$  为第  $n$  通道的非理想时延,即时间失配。

由(3)式可见,虽然系统通道响应随频率周期变化,但由于各通道的探测响应相同,不同增益下的系统通道响应随之呈比例变化。通道间增益失配仍然可以用单一频点处得到的失配参数进行校正。在存在时间失配的情况下,  $d_{P,n}$  为非零值,不同时间失配下的通道响应不一定呈比例变化,即不同时间失配下的通道响应在不同频率处的变化不一定相同。因此,不能用单一频点处得到的失配参数进行校正。

值得注意的是:由(2)式可见,当探测带宽小于 0.5 倍单通道采样率( $1/T_s$ )时,一定会存在串扰;当探测带宽大于或等于 0.5 倍时,是否有串扰则取决于  $h_{E,n}(t)$  和  $d_{P,n}$  的具体情况,即  $h_{E,n}(t)$  是否拖尾延展到其他采样点<sup>[11]</sup>。当探测带宽足够大时,  $h_{E,n}(t)$  延展到其他采样点的拖尾足够小,可近似为无串扰。因此,串扰的控制可以通过简单的后端探测带宽调节来实现。

### 3 仿真分析

搭建了一个 TIPADC 仿真系统。MLL 产生的光脉冲序列的重复频率为 200 MHz; MZM 调制器偏置在半波电压位置, 调制系数为 0.1, 使电光调制近似为线性; 后端探测的频率响应为二阶巴特沃斯滤波器。后端数据处理中, 先采用 40 MHz 的单频信号标定出相应频点的增益失配和时间失配参数。对其他被采样信号的采样数据, 通过基于识别的增益失配参数的比例变换<sup>[12]</sup>和基于数字滤波的校正方案<sup>[13]</sup>, 分别进行增益失配和时间失配的校正。针对这里所采用的增益失配和时间失配校正方案, 单频信号的频率可以取小于单通道采样率的一半且不

等于 1/4 系统采样率的任意值。

图 2 给出了双通道下, 后端探测带宽为 400 MHz 时, 增益失配校正前后的无杂散动态范围 (SFDR) 及两个通道的通道响应随输入信号频率的变化。仿真中, 通道间增益失配值设为参考通道幅值的 5%。由图 2(a) 可见, 校正前后的 SFDR 均与频率无关, 且校正后的 SFDR 相比校正前提高了约 60 dB。图 2(b) 中, 两个通道的通道响应也都不随频率变化。这是由于后端探测带宽 (400 MHz) 远大于单通道采样率 (200 MHz), 后端探测不会产生串扰, 所以通道响应没有频率选择性, 并且通道增益失配可以用单一频点处得到的失配参数进行有效校正。

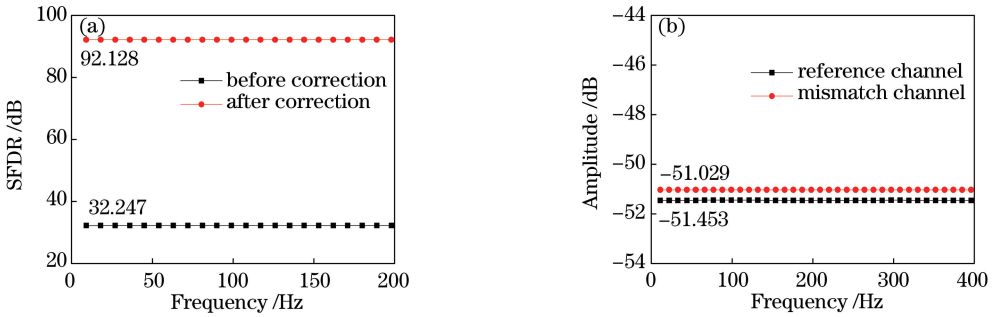


图 2 后端探测带宽为 400 MHz 时, 增益失配校正前后的 (a) SFDR 和 (b) 两个通道的通道响应随输入信号频率的变化  
Fig. 2 When photodetection bandwidth at the back end is 400 MHz, (a) SFDR of system and (b) channel response of two channels as a function of frequency of input signal with and without gain-mismatch correction

图 3 为后端探测带宽为 400 MHz 时, 时间失配校正前后的 SFDR 和两个通道的通道响应随输入信号频率的变化。仿真中, 通道间时间失配值设为理想间隔  $T_s$  的 5%。由图 3(a) 可见, 校正前 SFDR 随着频率增大而减小。这是由于输入信号的频率越高, 5% 的时间失配产生的影响越严重,

对应的谐波功率越大。校正后的 SFDR 与频率无关, 约 85 dB。这表明时间失配可以用单一频点处得到的失配参数进行有效校正。这是由于后端探测带宽 (400 MHz) 远大于单通道采样率 (200 MHz), 不会产生串扰, 因此通道响应没有频率选择性 [如图 3(b) 所示]。

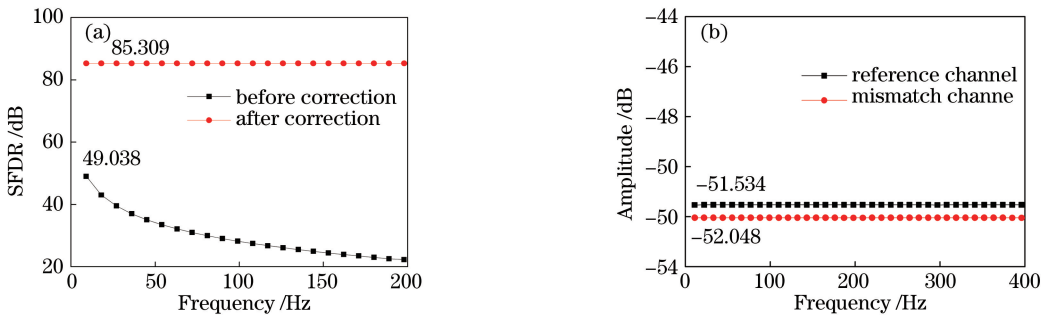


图 3 后端探测带宽为 400 MHz 时, 时间失配校正前后的 (a) SFDR 和 (b) 两个通道的通道响应随输入信号频率的变化  
Fig. 3 When photodetection bandwidth at the back end is 400 MHz, (a) SFDR of system and (b) channel response of two channels as functions of frequency of input signal with and without time-mismatch correction

图 4 给出了后端探测带宽为 50 MHz 时, 增益失配校正前后的 SFDR 以及两个通道的通道响应

随输入信号频率的变化。仿真中, 通道间增益失配值设为参考通道幅值的 5%。由于后端探测带宽

(50 MHz)小于 0.5 倍的单通道采样率(200 MHz), 对应有串扰的情况。由图 4(a)可见, 校正前后的 SFDR 均与频率无关, 且校正后相比校正前提高了约 60 dB, 与图 2(a)的结果一致。这表明有串扰情

况下的增益失配仍可用单一频点处得到的失配参数进行有效校正。由图 4(b)可见, 两个通道的通道响应均随频率周期性变化, 但两者间的比例保持不变。这些结果均与理论分析符合。

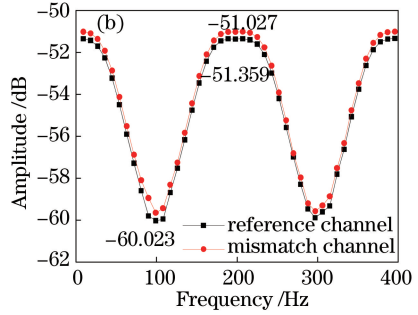
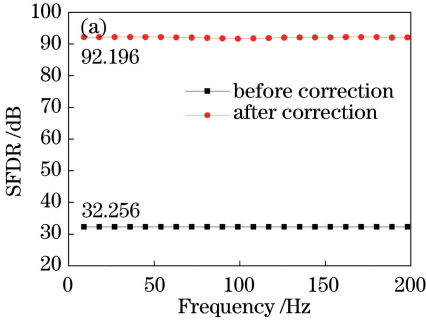


图 4 后端探测带宽为 50 MHz 时, 增益失配校正前后的(a) SFDR 和(b)两个通道的通道响应随输入信号频率的变化  
Fig. 4 When photodetection bandwidth at the back end is 50 MHz, (a) SFDR of system and (b) channel response of two channels as functions of frequency of input signal with and without gain-mismatch correction

图 5 为后端探测带宽为 50 MHz 时, 时间失配校正前后的 SFDR 和两个通道的通道响应随输入信号频率的变化。仿真中, 通道间时间失配值设为理想间隔  $T_s$  的 5%。由图 5(a)可见, 校正后的 SFDR 基本没有改善。由图 5(b)可见, 存在时间失配时, 不同频率处双通道的通道响应的比例不同。

这表明, 有串扰情况下, 时间失配不能用单一频点处得到的失配参数进行校正。校正前后的 SFDR 随着频率增大而减小。这是由于输入信号的频率越高, 相同时间失配产生的影响越严重。

图 6 为增益和时间失配校正前后的 SFDR 随增益失配和时间失配的变化。仿真中, 输入信号频率

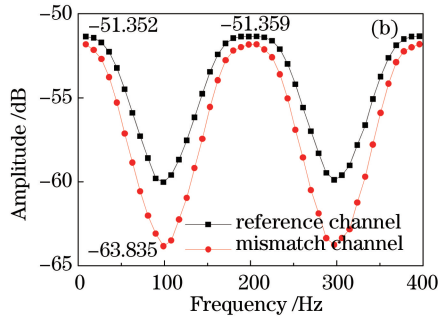
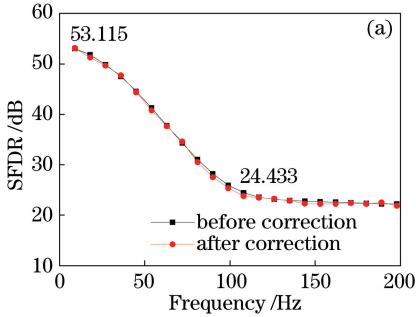


图 5 后端探测带宽为 50 MHz 时, 时间失配校正前后的(a) SFDR 和(b)两个通道的通道响应随输入信号频率的变化  
Fig. 5 When photodetection bandwidth at the back end is 50 MHz, (a) SFDR of system and (b) channel response of two channels as functions of frequency of input signal with and without time-mismatch correction

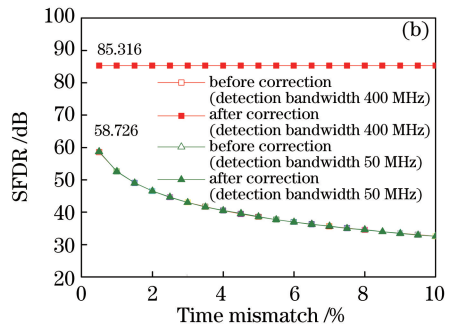
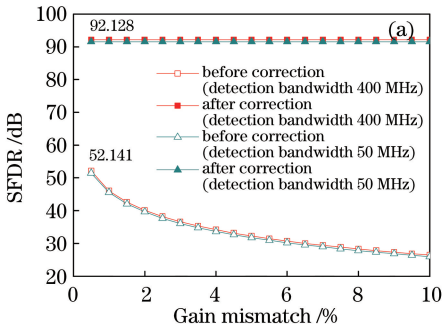


图 6 增益和时间失配校正前后的 SFDR 随(a)增益失配和(b)时间失配的变化

Fig. 6 SFDR of system before and after correction as a function of (a) gain mismatch and (b) time mismatch

为 30 MHz,探测带宽分别为 400 MHz 和 50 MHz。由图 6(a)可见,校正前的 SFDR 随着增益失配比例的增加而减小。校正后,无论是否有串扰,SFDR 均达到约 92 dB。这表明不同比例的增益失配都能得到有效校正。由图 6(b)可见,无串扰时,时间失配校正后的 SFDR 达到约 85 dB,说明不同时间失配都能得到有效校正;而有串扰时,时间失配校正前后的 SFDR 基本不变,表明此时时间失配无法有效校正。

图 7 给出了增益和时间失配校正前后的 SFDR 差值随探测带宽的变化。仿真中,输入信号频率为 30 MHz,增益失配值为参考通道幅值的 5%,时间失配值为理想间隔  $T_s$  的 5%。由图 7 可见,不同探测带宽下,增益失配校正前后的 SFDR 差值均约为 60 dB。这是由于无论后端探测是否存在串扰,增益失配均能得到有效校正。对于时间失配校正,当探测带宽从 50 MHz 开始增加时,校正前后的 SFDR 差值先保持为零;当探测带宽接近 0.5 倍单通道采样率(100 MHz)时,SFDR 的差值开始快速增加,并在达到约 46 dB 后保持不变。这是由于只有在后端探测没有串扰,即带宽大于 0.5 倍单通道采样率(100 MHz)时,时间失配才可得到有效校正。

图 8 为四通道系统中,增益和时间失配下各通道的响应随输入信号频率的变化。仿真中,三个失

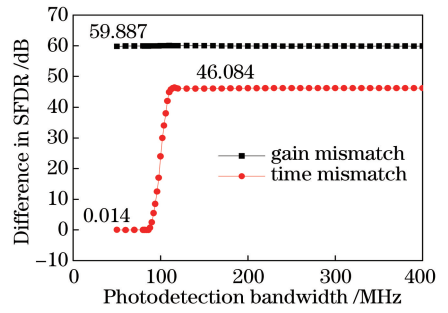


图 7 增益和时间失配校正前后的 SFDR 差值随探测带宽的变化  
Fig. 7 Differences in SFDR before and after gain and time correction as a function of photodetection bandwidth

配通道的增益失配值分别为参考通道幅值的 2.5%, 5.0%, 7.5%, 三个失配通道的时间失配值分别为理想间隔  $T_s$  的 2.5%, 5.0%, 7.5%, 探测带宽分别为 400 MHz 和 50 MHz,分别对应有串扰和无串扰情况。由图 8(a)和(b)可见,无论后端探测是否存在串扰,各通道响应间的比例均不随输入信号频率变化。这表明,各个通道的增益失配都能得到有效校正。由图 8(c)和(d)可见,只有在无串扰时,各通道响应间的比例才不随输入信号频率变化。这表明,只有在无串扰时各通道时间失配才能被得到有效校正;而有串扰时,由于不同频率下通道响应间的比例不同,不能用单一频点处得到的失配参数进行时间失配校正。上述结论与双通道系统下的结论一致。

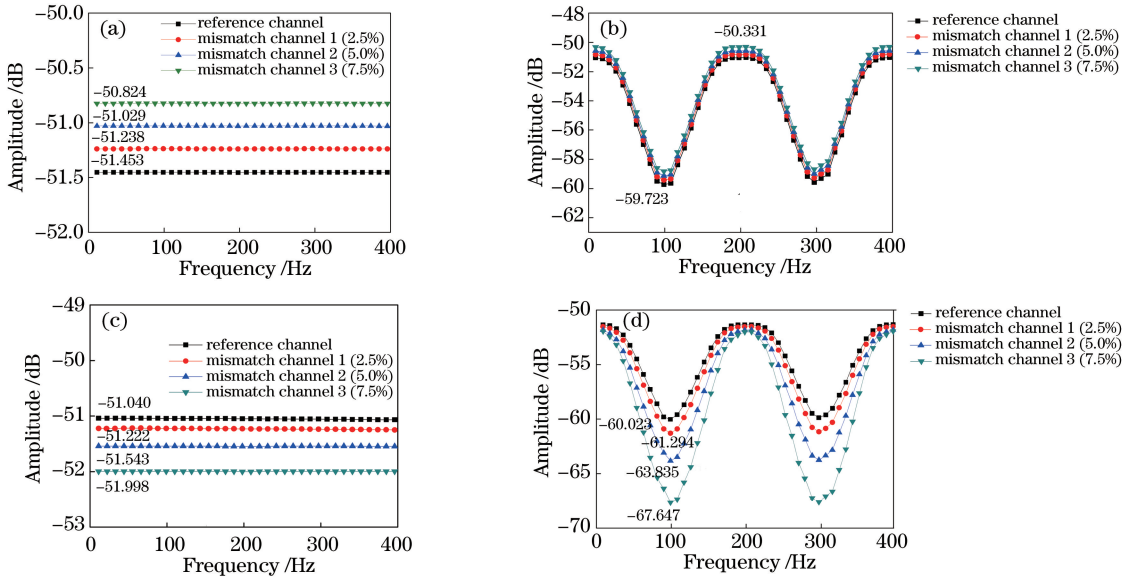


图 8 四通道系统中,增益和时间失配下各通道响应随输入信号频率的变化。(a)探测带宽为 400 MHz 时的增益失配; (b)探测带宽为 50 MHz 时的增益失配;(c)探测带宽为 400 MHz 时的时间失配;(d)探测带宽为 50 MHz 时的时间失配

Fig. 8 Channel response of four-channel system as a function of frequency of input signal under gain mismatch and time mismatch. (a) Gain mismatch with photodetection bandwidth of 400 MHz; (b) gain mismatch with photodetection bandwidth of 50 MHz; (c) time mismatch with photodetection bandwidth of 400 MHz; (d) time mismatch with photodetection bandwidth of 50 MHz

## 4 结 论

分析了 TIPADC 系统中探测响应对通道失配特性及其校正的影响。模拟及实验结果表明:在探测响应不导致串扰的情况下,通道增益失配和时间失配均可用单一频点处得到的失配参数进行校正;在探测响应会导致串扰的情况下,用单一频点处得到的失配参数只能对增益失配进行校正。对多通道 TIPADC 系统进行仿真,仿真结果与理论分析一致。

## 参 考 文 献

- [1] Walden R H. Analog-to-digital converters and associated IC technologies [C] // 2008 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, October 12-15, 2008, Monterey, CA, USA. New York: IEEE, 2008: 1-2.
- [2] Khilo A, Spector S J, Grein M E, *et al.* Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter [J]. *Optics Express*, 2012, 20(4): 4454-4469.
- [3] Valley G C. Photonic analog-to-digital converters[J]. *Optics Express*, 2007, 15(5): 1955-1982.
- [4] Taylor H. An optical analog-to-digital converter-design and analysis [J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1979, 15(4): 210-216.
- [5] Takizawa K, Okada M. Analog-to-digital converter: a new type using an electrooptic light modulator[J]. *Applied Optics*, 1979, 18(18): 3148-3151.
- [6] Li B, Wu G L, Su F R, *et al.* Analysis and experimental study on phase-encoded photonic analog-to-digital conversion based on phase modulator [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2015, 42(5): 0505002. 李博, 吴龟灵, 苏斐然, 等. 基于相位调制器的相位编码光模数转换分析和实验研究 [J]. *中国激光*, 2015, 42(5): 0505002.
- [7] Ye L, Wu G L, Su F R, *et al.* Amplitude correction method of time-wavelength interleaved photonic analog-to-digital conversion [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2016, 43(5): 0505001. 叶雷, 吴龟灵, 苏斐然, 等. 时间波长交织模数转换幅度矫正方法 [J]. *中国激光*, 2016, 43(5): 0505001.
- [8] Clark T R, Kang J U, Esman R D. Performance of a time- and wavelength-interleaved photonic sampler for analog-digital conversion [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1999, 11(9): 1168-1170.
- [9] Centurelli F, Monsurrò P, Trifiletti A. Efficient digital background calibration of time-interleaved pipeline analog-to-digital converters [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2012, 59(7): 1373-1383.
- [10] Divi V, Wornell G W. Blind calibration of timing skew in time-interleaved analog-to-digital converters [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2009, 3(3): 509-522.
- [11] Su F R, Wu G L, Ye L, *et al.* Effects of the photonic sampling pulse width and the photodetection bandwidth on the channel response of photonic ADCs [J]. *Optics Express*, 2016, 24(2): 924-934.
- [12] Li S Q, Wu G L, Shen X M, *et al.* Analysis of the amplitude fluctuation of the sampling clock in high-speed optical analog-to-digital conversion system [J]. *Optical Communication Technology*, 2011, 35(2): 52-55. 李思其, 吴龟灵, 神祥明, 等. 光模数转换系统中幅度不均匀性的仿真 [J]. *光通信技术*, 2011, 35(2): 52-55.
- [13] Jamal S M, Fu D, Singh M P, *et al.* Calibration of sample-time error in a two-channel time-interleaved analog-to-digital converter [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2004, 51(1): 130-139.