

基于相位调制器的相位编码光模数转换分析和 实验研究

李 博 吴龟灵* 苏斐然 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 为了克服基于强度调制器的相位编码光模数转换(PADC)中强度调制器的偏置点漂移和双臂结构不对称等影响,给出了一种基于相位调制器的相位编码光模数转换方案。建立了系统的理论模型,给出了实现双端口相位编码的条件;理论分析了光采样时钟幅度抖动、时间抖动,以及输入光脉冲偏振态等因素对系统性能的影响。结果表明:所提出的方案可抑制光采样时钟幅度抖动对模数转换结果造成的影响,在现有的控制精度下,有效比特(ENOB)可以达到10 bit以上。进行了单波长系统实验,在583 MS/s采样率下,有效比特为6.38 bit。与非相位编码方案相比,有效比特提高2 bit以上,验证了方案的可行性和有效性。

关键词 信号处理;光模数转换;相位调制;光采样时钟;幅度抖动

中图分类号 TN203 **文献标识码** A

doi: 10.3788/CJL201542.0505002

Analysis and Experimental Study on Phase-Encoded Photonic Analog-to-Digital Conversion Based on Phase Modulator

Li Bo Wu Guiling Su Feiran Chen Jianping

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

Abstract A phase-encoded photonic analog to digital conversion (PADC) based on phase modulator is presented, which can avoid the effects of the bias voltage drift and two-arm asymmetry in intensity modulator on the performance of PADC. The theoretical model of the PADC is built. The condition to realize ideal phase-encoded PADC based on phase modulator is obtained. The effect of polarization state, amplitude and time jitter of optical sampling clock on the system performance is analyzed. The results show that the presented scheme can restrain the effect of optical sampling clock amplitude jitter, and its effective number of bits (ENOB) can be more than 10 bit in the case with reachable control precision. The feasibility and the validity of the scheme are verified by a single-wavelength system experiment with a sampling rate of 583 MS/s. The ENOB, which is 6.38 bit, is enhanced more than 2 bit by adopting phase-encoded scheme.

Key words signal processing; photonic analog to digital conversion; phase modulation; optical sampling clock; amplitude jitter

OCIS codes 060.2360; 060.5625; 230.0250

1 引 言

模数转换器是数字化的核心器件。随着通信、雷达、导航、医学成像等技术的迅速发展,对模数转换器的性能要求也不断提高。然而现有的电模数转换器性能已经接近“电子瓶颈”的理论极限^[1],进一步提升的

收稿日期:2014-12-17;收到修改稿日期:2015-01-26

基金项目:国家973计划(2011CB301700)、国家自然科学基金(61071011,61127016)

作者简介:李 博(1989—),男,硕士研究生,主要从事光模数转换方面的研究。E-mail: libalabala@sjtu.edu.cn

导师简介:陈建平(1962—),男,博士,教授,主要从事光子集成与光子信息处理等方面的研究。E-mail: jpchen62@sjtu.edu.cn

* 通信联系人。E-mail: wuguiling@sjtu.edu.cn

空间有限。光子学技术具有高带宽、高精度等特性,为大幅度提升模数转换器的性能提供了可能^[2]。因此基于光子学技术的光模数转换器引起了广泛关注^[3-8]。

基于时间波长交织的光模数转换器是典型的光模数转换方案之一^[9]。2001年,Clark等^[10]基于该方案实现了100 GS/s的采样率。为消除采样时钟幅度抖动对采样性能的影响,美国MIT(Massachusetts Institute of Technology)的林肯实验室提出了利用双端口强度调制器进行相位编码的光模数转换方案,并在实验中实现了有效比特(ENOB)为9.8 bit、采样率为505 MS/s的模数转换^[11]。但是上述相位编码光模数转换的性能受强度调制器偏置点漂移的影响。另外,马赫-曾德尔型强度调制器的两条臂在长度、强度衰减上的不一致也会对模数转换性能造成不利影响^[12]。由于在相位调制器中不存在偏置电压漂移和双臂结构不一致的问题,因此将相位调制器运用到光模数转换中可以有效克服以上因素对模数转换性能的不利影响。在其他机构的研究中曾提出将相位调制器运用到移相光量化全光模数转换中^[13-14],该方案中的被采样光经过相位调制之后进入可调光移相器阵列进行全光量化,之后进行光电探测器(PD)探测和阈值判决以恢复数字化信号。

本文提出了一种基于相位调制器的相位编码光模数转换方案,该方案中采样光脉冲序列经过相位调制之后解复用为若干个通道,每个通道的采样光脉冲序列经过偏振分束器(PBS)分为两路,之后通过相位编码的数据恢复方法恢复被采样信号。建立了基于相位调制器的相位编码光模数转换系统模型,理论分析了系统的工作原理和光采样时钟幅度抖动、采样时钟偏振态、采样时钟时间抖动等因素对模数转换结果的影响,并通过实验验证了该系统的可行性和有效性。

2 系统结构及工作原理

基于相位调制器的相位编码光模数转换系统结构框图如图1所示。在系统中,光采样时钟产生模块产生高重复率线偏振采样光脉冲序列,通过偏振控制器(PC1)调整到特定的线偏振态进入电光相位调制器(PM),对被采样射频(RF)信号进行采样;采样过后的高速光脉冲序列被波分解复用器(WDM)解复用成若干路低速光脉冲。每一路光脉冲通过偏振控制器(PC2)和PBS分束成两路偏振态互相垂直的线偏振光;每路光信号通过PD和电模数转换器(ADC)转换成电数字信号,在后端的数据处理模块中实现信号处理和重构。

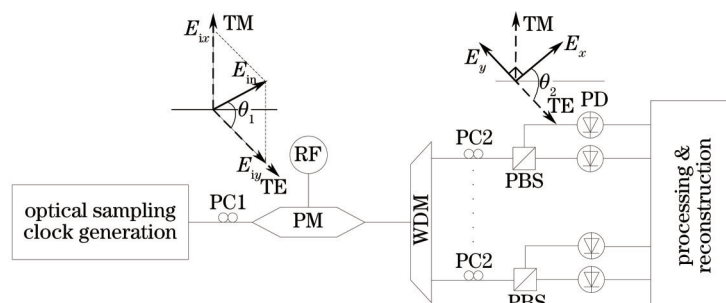


图1 基于相位调制器的光模数转换系统结构框图

Fig.1 Phase modulator based on optical analog to digital conversion system structure

铌酸锂电光相位调制器存在两个相互正交的主轴。图1给出了光采样时钟在采样过程中的偏振态变化过程。光采样时钟产生模块输出的线偏振光脉冲经过偏振控制器PC1之后,在调制器两个主轴方向上的电场强度可表示为

$$\begin{bmatrix} E_{ix} \\ E_{iy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \\ \sin \theta_1 \end{bmatrix} \cdot E_{in}, \quad (1)$$

式中 E_{in} 是入射线偏振光的电场强度; θ_1 是入射光偏振态与相位调制器TE轴方向的夹角。两路偏振光通过相位调制器的相位变化 φ_1 、 φ_2 与调制信号的幅度有关,可以表示为

$$\begin{cases} \varphi_1 = \frac{\pi \cdot n_e^3 \gamma_{33} L}{d} \cdot V_{RF} + \frac{2\pi n_e L}{\lambda} \\ \varphi_2 = \frac{\pi \cdot n_o^3 \gamma_{13} L}{d} \cdot V_{RF} + \frac{2\pi n_o L}{\lambda} \end{cases}, \quad (2)$$

式中 γ_{33} 和 γ_{13} 为晶体的电光系数; n_o 、 n_e 分别为相位调制器两个主轴方向上的有效折射率; L 为相位调制器的长度; d 为调制器的调制电极长度; λ 为工作波长; V_{rf} 为调制电压。

与 λ 对应的 WDM 通道上, 偏振分束器输出的两束线偏振光的电场强度可表示为

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \cos \theta_2 \exp(j\varphi_1) \exp(\alpha_1 \cdot L) + \sin \theta_1 \sin \theta_2 (j\varphi_2) \exp(\alpha_2 \cdot L) \\ \cos \theta_1 \sin \theta_2 (j\varphi_1) \exp(\alpha_1 \cdot L) - \sin \theta_1 \cos \theta_2 (j\varphi_2) \exp(\alpha_2 \cdot L) \end{bmatrix} \cdot E_{\text{in}}, \quad (3)$$

式中 θ_2 为偏振分束器一路输出光的偏振态与相位调制器 TE 方向所成角度; α_1 、 α_2 为调制器两个主轴方向上的衰减系数。

两路 PD 探测到的光强可表示为

$$\begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos^2 \theta_1 \cos^2 \theta_2 \exp(2\alpha_1 \cdot L) + \sin^2 \theta_1 \sin^2 \theta_2 \exp(2\alpha_2 \cdot L) + \sin 2\theta_1 \sin 2\theta_2 \exp[(\alpha_1 + \alpha_2) \cdot L] \cos \Delta\varphi \\ \cos^2 \theta_1 \sin^2 \theta_2 \exp(2\alpha_1 \cdot L) + \sin^2 \theta_1 \cos^2 \theta_2 \exp(2\alpha_2 \cdot L) - \sin 2\theta_1 \sin 2\theta_2 \exp[(\alpha_1 + \alpha_2) \cdot L] \cos \Delta\varphi \end{bmatrix} \cdot I_{\text{in}}, \quad (4)$$

式中 $\Delta\varphi$ 为偏振态平行于相位调制器两个主轴的光采样时钟的相位差, 即 $\varphi_1 - \varphi_2$ 。

由(4)式可得到:

$$\frac{I_x - I_y}{I_x + I_y} = \cos 2\theta_2 \cdot \frac{\cos^2 \theta_1 \exp(2\alpha_1 \cdot L) - \sin^2 \theta_1 \exp(2\alpha_2 \cdot L)}{\cos^2 \theta_1 \exp(2\alpha_1 \cdot L) + \sin^2 \theta_1 \exp(2\alpha_2 \cdot L)} + \frac{\sin 2\theta_1 \sin 2\theta_2 \exp[(\alpha_1 + \alpha_2) \cdot L]}{\cos^2 \theta_1 \exp(2\alpha_2 \cdot L) + \sin^2 \theta_1 \exp(2\alpha_2 \cdot L)} \cdot \cos \Delta\varphi, \quad (5)$$

当满足以下条件时:

$$\begin{cases} \cos 2\theta_2 \cdot \frac{\cos^2 \theta_1 \exp(2\alpha_1 \cdot L) - \sin^2 \theta_1 \exp(2\alpha_2 \cdot L)}{\cos^2 \theta_1 \exp(2\alpha_1 \cdot L) + \sin^2 \theta_1 \exp(2\alpha_2 \cdot L)} = 0 \\ \frac{\sin 2\theta_1 \sin 2\theta_2 \exp[(\alpha_1 + \alpha_2) \cdot L]}{\cos^2 \theta_1 \exp(2\alpha_1 \cdot L) + \sin^2 \theta_1 \exp(2\alpha_2 \cdot L)} = 1 \end{cases}, \quad (6)$$

由(2)、(5)式, 经过简单的推导, 可以得到

$$V_{\text{rf}} = \frac{1}{k} \arccos \left(\frac{I_x - I_y}{I_x + I_y} \right) - \frac{2\pi(n_e - n_o)L}{\lambda}, \quad (7)$$

式中 $k = \frac{\pi \cdot n_e^3 \nu_{33} L}{d} - \frac{\pi \cdot n_o^3 \nu_{13} L}{d}$, (6)式所示条件可化简为

$$\theta_1 = \pm \arctan \{ \exp[(\alpha_1 + \alpha_2) \cdot L] \} \text{ and } \theta_2 = \frac{\pi}{4} + \frac{m}{2} \pi, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

系统中, θ_1 、 θ_2 可通过偏振控制器 PC1 和 PC2 来调节, 以满足上述条件。

3 影响因素分析

利用上述模型, 对光采样时钟幅度抖动、偏振控制器偏离最佳位置角度以及光采样时钟时间抖动等影响模数转换器性能的因素进行分析, 分析系统的单通道采样率为 500 MS/s, WDM 通道数为 16, RF 信号频率为 2 GHz。

图 2 给出了采样时钟幅度抖动均方根为 1% 时, 单端口恢复和双端口恢复信号的功率谱。其中, 单端口恢复利用偏振分束器的一路输出按照基于单端口强度调制器的光模数转换恢复方法恢复数据^[15]; 双端口恢

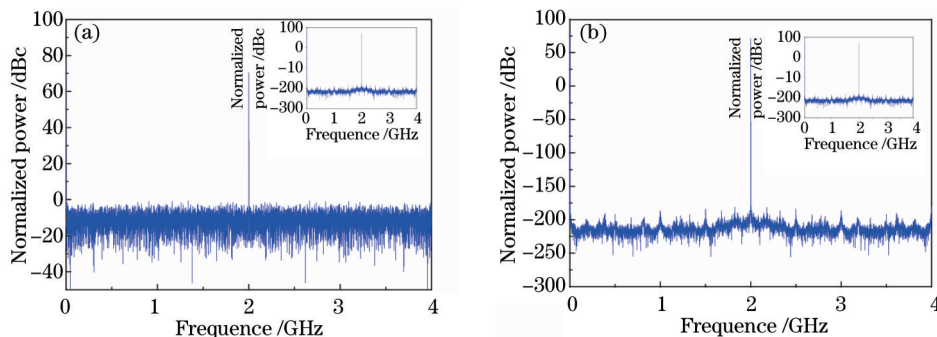


图 2 采样时钟幅度抖动为 1% 时恢复信号的功率谱。(a) 单端口恢复; (b) 双端口恢复

Fig.2 Power spectra of the recovery signal when the sampling clock amplitude jitter is 1%. (a) Single port recovery; (b) dual port recovery

复利用偏振分束器的两路输出按照相位编码光模数转换恢复方法恢复数据^[10],分析中其他参数均为理想状态。被采样射频信号的ENOB为21.2 bit。由图2(a)可见,与RF信号频谱相比,单端口恢复信号的噪底明显抬高,其ENOB下降为6.09 bit;由图2(b)可见,双端口恢复信号的功率谱与被采样信号基本一致,恢复信号的ENOB为21.1 bit,与被采样信号的有效比特非常接近。结果表明双端口结构可有效消除光采样时钟幅度抖动的影响。图3给出了恢复信号有效比特随光采样时钟幅度抖动的变化。可见,随着光采样时钟幅度抖动的增加,单端口恢复的有效比特降低,而双端口恢复信号有效比特没有明显下降。

有效比特随 θ_1 、 θ_2 对最佳角度偏离的变化如图4所示,分析中,光采样时钟幅度抖动均方根为1%,相位调制器两个主轴方向上的衰减系数之比为1:0.95。由图可见,当 θ_1 、 θ_2 处在最佳角度时,恢复信号的ENOB大于20 bit,与被采样信号的有效比特非常接近;随着 θ_1 、 θ_2 对最佳位置角度偏离的增加,恢复信号的有效比特开始时迅速降低,之后降低的趋势逐渐趋缓。当 θ_1 偏离最佳位置1°时,ENOB下降到13 bit;偏离2°时,下降到11 bit。 θ_2 偏离最佳角度时对ENOB的影响与 θ_1 的类似。

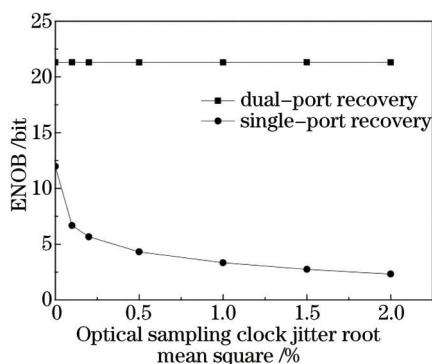


图3 有效比特随光采样时钟幅度抖动的变化
Fig.3 Change of the effective bit with the optical sampling clock amplitude jitter

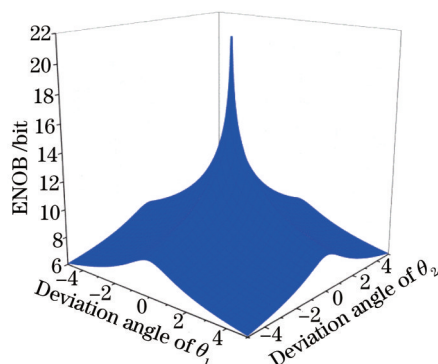


图4 有效比特随 θ_1 、 θ_2 对最佳角度偏离的变化
Fig.4 Change of the effective bits with θ_1 、 θ_2 for the best angle deviation

图5为不同时间抖动下,系统ENOB与采样时钟幅度抖动的关系。由图可见,光采样时钟时间抖动会显著影响系统性能。由图5可知,在没有时间抖动时,系统ENOB大于20 bit。而当时间抖动达到50 fs时,系统的ENOB降到11 bit。由图5结果可见,要保证系统的ENOB大于14 bit,采样时钟的时间抖动应低于5 fs。

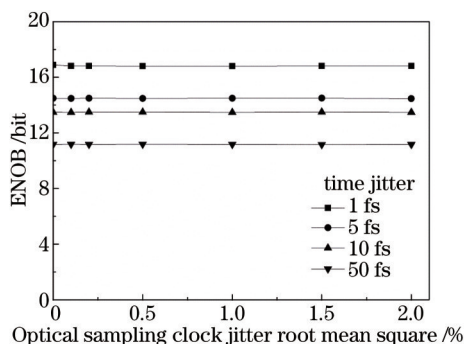


图5 不同时间抖动下,有效比特随光采样时钟幅度抖动的变化
Fig.5 Effective bit changes with the optical sampling clock amplitude jitter in different time jitters

4 实验结果

单波长实验的系统框图如图6所示。系统中,锁模激光器(MLL)产生重复率为36.456 MHz的光采样时钟,并输出一路同步信号到数字化仪;光采样时钟经过4级光时分复用(OTDM)重复率增加为583.296 MHz;被采样信号的频率为100 MHz;使用的相位调制器的带宽为10 GHz;PD输出的电信号进入数字化仪进行采集和处理。

根据(4)式可以得出,当两个偏振控制器PC1和PC2调节到最佳位置时,偏振分束器输出的两路光强幅度

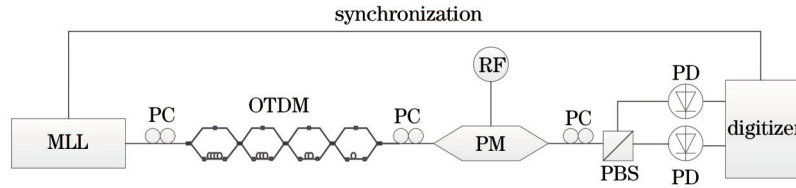


图6 实验系统框图

Fig.6 Structure of the experimental system

相同。实验中,在调节PC1和PC2时,用示波器实时观察偏振分束器的两路输出。当两路差分信号幅度相同时,认为PC1和PC2达到最佳的位置。

图7(a)为偏振控制器没有调整到最佳位置时单端口恢复和双端口恢复信号的功率谱。可见在单端口恢复的功率谱中,锁模激光器输出光脉冲重复频率的整数倍处有很多杂散,这是由光采样脉冲幅度噪声与光时分复用的时延误差共同导致的;而在双端口恢复的功率谱中可见大部分的杂散被有效抑制,这是因为双端口恢复的方法可以有效消除光源幅度噪声的影响,残留的杂散是由于OTDM的时延误差导致的。图7(b)为偏振控制器调整到最佳位置时单端口恢复和双端口恢复的功率谱,与图7(a)相比,单端口恢复和双端口恢复结果的噪声的归一化功率从27.8 dBc和14.2 dBc降低到17.4 dBc和0.3 dBc,而信号的归一化功率为41 dBc保持不变,因此恢复信号的信噪比与有效比特明显提高。表1为是单端口恢复与双端口恢复信号的信噪比(SNR)和有效比特。可见,偏振控制器调整到最佳位置时,双端口恢复信号的有效比特(6.38 bit)可比单端口的(4.08 bit)高2 bit以上。

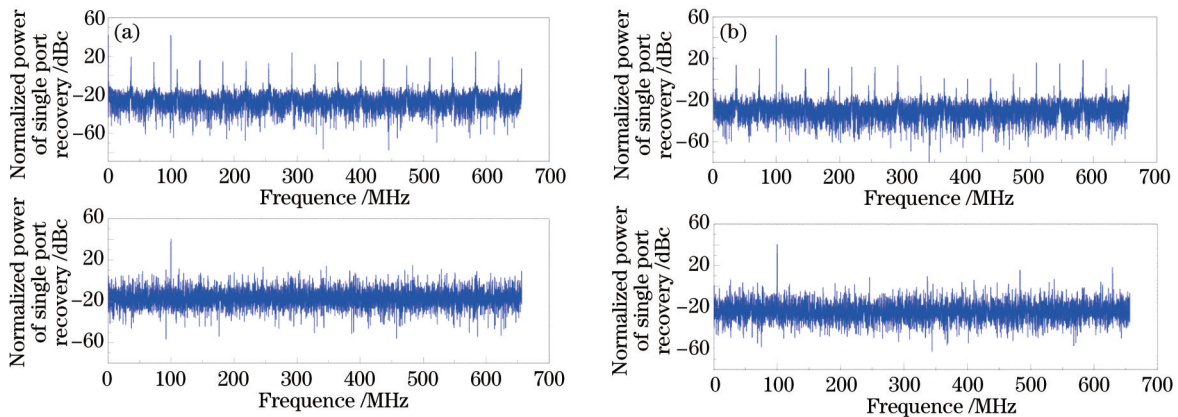


图7 单端口恢复与双端口恢复信号的功率谱。(a) 偏振控制器没有调整到最佳位置; (b) 偏振控制器调整到最佳位置

Fig.7 Power spectra of single port and dual port recovery signals. (a) Polarization controller isn't adjusted to the best position;

(b) polarization controller is adjusted to the best position

表1 单端口恢复与双端口恢复信号的(a)信噪比和(b)有效比特

Table 1 (a) SNR and (b) ENOB of single port recovery and dual port recovery signal

	Single port recovery /bit	Dual port recovery /bit	Single port recovery /bit	Dual port recovery /bit	
PC out the best position	13.2	23.6	PC out the best position	1.91	3.62
PC in the best position	26.8	40.7	PC in the best position	4.08	6.38

实验中,双端口恢复信号的有效比特为6.38 bit,没有达到理论预期值(10 bit以上)。这可能主要是由于实验系统中存在以下几方面的限制因素:1) 同步信号存在时间抖动,最大抖动约为1 ps,这会抬高恢复信号的噪底;2) 制作的OTDM模块存在时延误差,这会使恢复信号的频谱中出现杂散;3) 光电探测器的热噪声、数字化仪的量化噪声等因素也会对恢复结果造成不利影响。在下一步工作中,一方面考虑采用更为稳定的同步链路,降低同步信号的时间抖动;另一方面在后端数据处理时采用校正算法^[16],以降低OTDM模块时延误差造成的影响。

5 结 论

给出了一种基于相位调制的光模数转换方案,采用相位调制器替代传统的强度调制器进行光采样,有效克服了强度调制器存在的偏置点漂移和双臂结构不对称等问题,采用了双端口恢复方法进行数据恢复,有效抑制了光采样时钟幅度抖动对模数转换结果造成的影响。分析并比较了光采样时钟幅度抖动、偏振控制器与最佳位置偏离角度以及光采样时钟时间抖动对模数转换性能的影响,并实验验证了该方案的可行性和有效性。

参 考 文 献

- 1 Walden R H. Analog-to-digital converters and associated IC technologies[C]. IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, 2008: 1-2.
- 2 Khilo A, Spector S J, Grein M E, *et al.*. Photonic ADC: Overcoming the bottleneck of electronic jitter[J]. Opt Express, 2012, 20(4): 4454-4469.
- 3 Valley G C. Photonic analog-to-digital converters[J]. Opt Express, 2007, 15(5): 1955-1982.
- 4 Han Y, Jalali B. Photonic time-stretched analog-to-digital converter: Fundamental concepts and practical considerations[J]. J Lightwave Technol, 2003, 21(12): 3085.
- 5 Wu G, Li S, Li X, *et al.*. 18 wavelengths 83.9 GS/s optical sampling clock for photonic A/D converters[J]. Opt Express, 2010, 18(20): 21162-21168.
- 6 Xia Nan, Chen Ying, Chen Xiangning, *et al.*. Impact of nonlinearity effect on the performance of photonic time-stretch analog-to-digital converter system[J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(6): 0606002.
夏楠, 陈颖, 陈向宁, 等. 光纤非线性效应对光子时间拉伸模数转换系统性能的影响[J]. 光学学报, 2014, 34(6): 0606002.
- 7 Wang Yang, Zhang Hongming, Ma Chao, *et al.*. Arbitrary waveform all-optical analog-to-digital conversion based on phase-shifted optical quantization[J]. Chinese J Lasers, 2012, 39(9): 0909002.
王杨, 张洪明, 马超, 等. 基于移相光量化的任意波形全光模数转换[J]. 中国激光, 2012, 39(9): 0909002.
- 8 Han Shunli, Hu Weiliang, Zhang Peng. Principle and progress of all-optical analog-to-digital conversion[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2013, 50(8): 080025.
韩顺利, 胡为良, 张鹏. 全光模数转换的原理及进展[J]. 激光与光电子学进展, 2013, 50(8): 080025.
- 9 Clark T R, Kang J U, Esman R D. Performance of a time-and wavelength-interleaved photonic sampler for analog-digital conversion[J]. IEEE Photon Technol Lett, 1999, 11(9): 1168-1170.
- 10 Clark T R, Dennis M L. Toward a 100-Gsample/s photonic AD converter[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2001, 13(3): 236-238.
- 11 Juodawlkis P W, Twichell J C, Betts G, *et al.*. Optically sampled analog-to-digital converters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(10): 1840-1853.
- 12 He Haibo. Study on High Resolution Optical Sampling Technique for Optical Analog-to-Digital Conversion Systems[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2011.
何海波. 光模数转换系统中的高精度光采样技术研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2011.
- 13 Li W, Zhang H, Wu Q, *et al.*. All-optical analog-to-digital conversion based on polarization-differential interference and phase modulation[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2007, 19(8): 625-627.
- 14 Wu Q, Zhang H, Yao M, *et al.*. All-optical analog-to-digital conversion using inherent multiwavelength phase shift in LiNbO₃ phase modulator[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2008, 20(12): 1036-1038.
- 15 Bell J A, Hamilton M C, Leep D A, *et al.*. Extension of electronic A/D converters to multi-gigahertz sampling rates using optical sampling and demultiplexing techniques[C]. IEEE Signals, Systems and Computers, 1989, 1: 289-293.
- 16 Gao Feng. Study on Signal Correction for Time-Wavelength Interleaved Photonic Analog-to-Digital Conversion[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2014.
高峰. 时间波长交织光模数转换信号校正技术研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2014.

栏目编辑: 王晓琰