

光子时间拉伸模数转换系统的多通道化设计与实现

钱阿权 邹卫文 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 光子时间拉伸模数转换(PTS-ADC)技术利用光纤中的色散效应对被采样信号进行时间拉伸和带宽压缩,可大幅提高传统模数转换器(ADC)的采样率和模拟带宽。但PTS-ADC也存在采样时间窗口有限的缺点,难以满足连续信号的采样。采用多通道结构化设计是实现PTS-ADC连续采样模式的有效办法,但也存在通道间的失配误差。本文优化了多通道结构设计方案,可用于产生连续光载波和实现连续模式采样的PTS-ADC系统,并对该方案中多通道之间的偏置误差、增益误差和时间倾斜对系统的影响进行了理论分析和数值仿真。搭建了三通道实验系统平台,验证了该方案的可行性,系统采样率超过200 GSa/s、模拟带宽可达到45 GHz、有效比特位达到3.7。

关键词 光通信; 模数转换器; 时间拉伸; 多通道化; 色散; 数据重构

中图分类号 TN929 **文献标识码** A

doi: 10.3788/CJL201542.0505001

Design and Implementation of Multi-Channel Photonic Time-Stretch Analog-to-Digital Converter

Qian Aquan Zou Weiwen Wu Guiling Chen Jianping

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

Abstract Photonic time-stretch analog-to-digital converter (PTS-ADC) system utilizes the dispersion effect of fibers to stretch the sampled analog signal in time domain and compress its bandwidth in frequency domain, which can highly improve the sampling rate and bandwidth of the traditional analog-to-digital converter (ADC). Due to the time-aperture limitation, the traditional PTS-ADC is difficult to satisfy the continuous-time signal sampling. Multi-channel architecture is adopted to achieve a PTS-ADC operating in the continuous-time mode. However, this architecture introduces the inter-channel mismatch. A multi-channel architecture is optimized so as to achieve a continuous-time PTS-ADC system with improved accuracy. The effects of inter-channel offset, gain and time mismatches are studied by numerical simulation. A three-channel experimental system with the sampling rate of more than 200 GSa/s, bandwidth of 45 GHz, and effective number of bits (ENOB) of ~3.7 is demonstrated.

Key words optical communications; analog-to-digital converter; time-stretch; multi-channel; dispersion; data reconstruction

OCIS codes 060.2330; 070.1170; 070.6020; 070.7345

1 引言

光子模数转换器(PADC)有机结合光子学与电子学,可克服传统电模数转换器(ADC)中的采样时钟抖动、比较器模糊等限制因素,有效提升了传统ADC的性能^[1]。近年来,国内外先后提出多种PADC方案,但是大多数系统采样率和模拟带宽仍然不高^[2-7]。相比之下,光子时间拉伸模数转换(PTS-ADC)系统具有更高采样率和更大模拟带宽^[8-9],该系统一般包括以下3个过程:1)被动锁模光纤激光器发出的超短光脉冲经过第一段

收稿日期:2014-12-17; 收到修改稿日期:2015-01-25

基金项目:国家自然科学基金(61127016,61007052)、科技部国际合作项目(2011DFA11780)、教育部回国基金项目

作者简介:钱阿权(1989—),男,硕士研究生,主要从事光子时间拉伸模数转换技术方面的研究。

E-mail: qianaquan@sjtu.edu.cn

导师简介:邹卫文(1980—),男,博士,副教授,主要从事光纤传感和光信号处理方面的研究。E-mail: wzou@sjtu.edu.cn

色散介质被展宽为啁啾光脉冲,输入的模拟电信号通过电光调制器(EOM)加载到啁啾光脉冲上,即光采样过程;2)啁啾光脉冲再经过第二段色散介质后进一步被展宽,加载在啁啾光脉冲上的模拟电信号在时间上被拉伸,即光子时间拉伸过程;3)该输入的模拟信号通过光电探测器(PD)后进入后端电ADC进行量化处理,即电量化过程。单踪模式的PTS-ADC系统已经有不少报道,国外报道了采样率高达10 Tsa/s,输入模拟信号频率约为108 GHz的系统^[10],而国内研究起步较晚,主要集中在单踪模式系统优化方案的理论仿真分析,包括色散介质的优化^[11]、调制方式的优化^[12]、系统结构的优化^[13]等。但整体系统实验指标却鲜有报道。本课题组近期提出采用自相位调制辅助的单踪模式PTS-ADC系统优化设计,有效地降低了光纤色散量、减少了光路损耗、提升了系统信噪比^[14]。提出基于啁啾调制器的单踪模式PTS-ADC改进方案,有效地拟制了色散周期涨落^[15]。用于连续时间信号采样(即连续模式)的多通道PTS-ADC系统在国外也还处于起步阶段^[16-18],目前的最高记录是四通道PTS-ADC系统,其采样率为150 GSa/s、模拟带宽为45 GHz,但有效比特位(ENOB)相比于其他PADC并不高(约为2.5)^[18]。一般而言,多通道结构的PADC中总存在通道失配的问题^[19],连续模式PTS-ADC也不例外。因此,优化设计连续模式PTS-ADC的多通道系统,并解决通道间失配问题是提高其ENOB的有效途径。

本文设计了一种产生连续光载波的PTS-ADC多通道系统,理论分析了通道间偏置误差、增益误差和时钟倾斜对系统的影响,并借鉴多通道PADC中的校准算法有效抑制该影响。实验验证了三通道下该多通道结构的可行性,该系统的采样率超过200 GSa/s、模拟带宽达到45 GHz、ENOB达到3.7。

2 连续模式PTS-ADC系统的多通道结构优化设计

单踪模式PTS-ADC系统的采样时间窗口有限(通常为几纳秒),仅适用于瞬态高速信号的捕捉^[8-9]。若要扩展到连续时间模式,PTS-ADC系统必须克服该限制,需要产生充满整个时域的光载波。提出的多通道结构设计原理图如图1所示,工作原理如下:被动锁模光纤激光器(MLL)发出重复频率为 f 的超短光脉冲首先经过第一段色散补偿光纤(DCF,色散量为 D_1),群速度色散(GVD)效应使得不同波长在光纤中以不同速度传播,这一过程导致了光脉冲在时间上展宽,形成啁啾光脉冲。随后啁啾光脉冲经过光纤环行器(OC)进入波分复用器(WDM)或者密集波分复用器(DWDM)分成 M 个通道,各通道中心波长依次为 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_M$,假定通道带宽均为 $\Delta\lambda$ 。分割之后的啁啾光脉冲分别经过光纤延迟线(DL)、可调光纤延迟线(VDL)、可调光衰减器(VOA)后,通过法拉第旋转镜(FRM)反射后再原路返回,在WDM的公共端进行通道合并,可形成时间上连续的光载波。值得一提的是,各通道采用FRM可有效消除通道间偏振失配问题^[20]。

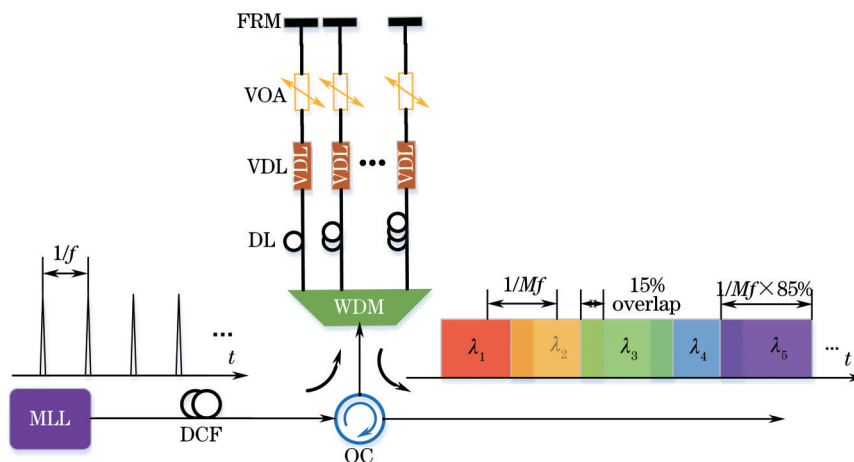


图1 多通道结构产生连续光载波的示意图

Fig.1 Schematic of generating time-continuous optical pulse trains based on multiple-channel configuration

激光源的周期为 $T = 1/f$,经过WDM的解复用和复用过程后,在一个脉冲周期 T 中会有 M 个中心波长分别为 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_M$ 的子脉冲,每个子脉冲的脉冲宽度为 $t_1 = \Delta\lambda \times D_1$ 。利用DL和VDL可以将这些子脉冲平均分布在一个时间周期 T 内,则系统实际的重复频率提升为 $M \times f$,相邻脉冲之间的时间间隔变为 $1/Mf$ 。当每

个子脉冲宽度 t_1 与相邻脉冲时间间隔 $1/Mf$ 满足以下关系:

$$t_1 \geq \frac{1}{M \times f} = \frac{T}{M}, \quad (1)$$

系统将产生连续光载波。当 $t_1 > T/M$ 时,虽然相邻两脉冲之间发生交叠,但是该交叠正是校准通道间失配的有效途径^[21]。

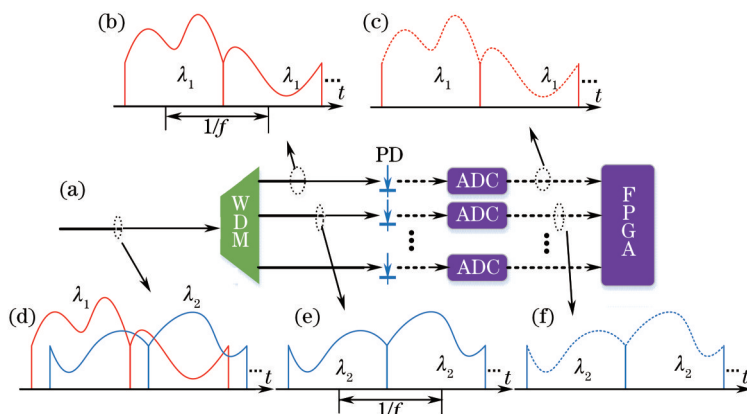


图2 (a) 多通道结构解复用过程的原理图; (b)~(f) 单个通道的时域波形

Fig.2 (a) Schematic of multiple-channel demultiplexing processing; (b)~(f) time-domain waveform of single channel

当输入模拟信号通过EOM调制该连续光载波时,经过第二段色散介质后,每个子脉冲被进一步展宽(假设脉冲宽度为 t_2)。因为脉冲串在时间上相互混叠,无法直接利用PD和ADC进行电量化,可采用类似多通道结构(与图1中参数一致的WDM)进行解复用,基本原理如图2所示。经过第二段色散介质后的脉冲串经过WDM解复用后,单个通道上的时域波形如图2(a)所示。单个通道中的脉冲具有相同的波长,相邻脉冲中心间隔时间为 T ,则脉冲宽度为

$$t_2 = \Delta\lambda \times (D_1 + D_2), \quad (2)$$

式中 D_2 为第二段色散介质的总色散量。

解复用多通道化设计的一个重要条件是确保单个通道中的脉冲不能发生交叠,即

$$t_2 \leq T, \quad (3)$$

而PTS-ADC系统的拉伸倍数 K 定义为^[9]

$$K = \frac{D_1 + D_2}{D_1}. \quad (4)$$

结合(1)式和(3)式,可得该系统拉伸倍数与通道数之间的关系:

$$K = \frac{t_2}{t_1} = \frac{\Delta\lambda \times (D_1 + D_2)}{\Delta\lambda \times D_1} \leq M, \quad (5)$$

因为光纤色散是光波波长的函数,假设相邻通道重叠区域的时间宽度为 τ ,重叠区域带宽分别为 $\Delta\lambda_1$ 、 $\Delta\lambda_2$,所对应第一段色散介质的色散量为 D_{11} 、 D_{12} ,第二段色散介质的色散量为 D_{21} 、 D_{22} ($D_{11} \neq D_{12}$, $D_{21} \neq D_{22}$, $\frac{D_{22}}{D_{12}} = \frac{D_{21}}{D_{11}}$),则有以下关系:

$$\tau = \Delta\lambda_1 \times D_{11} = \Delta\lambda_2 \times D_{12}. \quad (6)$$

假设 t_{21} 、 t_{22} 分别为以上两通道重叠部分经过第二段色散介质之后的时间宽度,则

$$t_{21} = \Delta\lambda_1 \times (D_{11} + D_{21}), \quad (7)$$

$$t_{22} = \Delta\lambda_2 \times (D_{12} + D_{22}), \quad (8)$$

将(6)式分别带入(7)式和(8)式可得

$$t_{21} = \frac{\tau}{D_{11}} \times (D_{11} + D_{21}) = \tau \times \left(1 + \frac{D_{21}}{D_{11}}\right), \quad (9)$$

$$t_{22} = \frac{\tau}{D_{12}} \times (D_{12} + D_{22}) = \tau \times \left(1 + \frac{D_{22}}{D_{12}}\right), \quad (10)$$

比较(9)式和(10)式可得 $t_{21} = t_{22}$, 表明两通道交叠部分加载的模拟信号经过第二段色散介质后时间宽度一致, 与通道中心波长和通道带宽无关。

综上所述, 通道数、拉伸倍数和色散量的参数配置等是该结构设计过程中必须考虑的因素, 它们必须同时满足(1)式、(3)式和(5)式。如此一来, 该多通道结构不仅能够保证不同通道的拉伸倍数不受中心波长和通道带宽(甚至随环境的漂移)的影响, 而且利用 FRM 反射能够保证不同通道之间偏振的一致性。

3 连续模式 PTS-ADC 系统的通道失配分析

传统时间交织模数转换器(TIADC)结构主要以每个采样点为单位进行后端拼接处理^[9], 即单个通道相邻采样点之间与原始模拟信号相比相差 N 个采样周期。本文所提的多通道结构单个通道相邻采样点与原始模拟信号一致, 所以后端拼接以单个通道中的整块数据为单位进行拼接。下面针对该多通道系统结构就偏置误差、增益误差和时钟倾斜对系统的影响进行理论分析和数值仿真。

假设系统具有 M 个并行通道, 每通道具有 N 个采样点。通道间偏置失配主要由通道间直流分量不一致引起, 可表示成一个周期为 $M \times N$ 的误差序列, 其时间序列以及离散傅里叶变换(DFT)分别为

$$[b_0, \dots, b_0; b_1, \dots, b_1; \dots; b_{M-1}, \dots, b_{M-1}], \quad (11)$$

$$F_k = \frac{1}{L} \left[\sum_{m=0}^{M-1} b_m \exp\left(-j \frac{2\pi km}{M}\right) \right] \times \frac{\sin \frac{\pi k N}{L}}{\sin \frac{\pi k}{L}} \cdot \exp\left[\frac{-j\pi k(N-1)}{L}\right], \quad (12)$$

式中 $L = M \times N$ 。用以上 DFT 来表示误差序列的离散时间傅里叶变换(DTFT):

$$E_{\text{offset}}(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=0}^{L-1} \mathcal{F}_k \delta\left(\omega - \frac{k\omega_s}{L}\right), \quad (13)$$

式中 $\omega_s = 2\pi/T_s$, T_s 为采样周期, $\delta(\omega)$ 为单位冲激函数。

增益失配主要影响信号的幅度大小, 从而导致绝对功率的不确定, 但是在同一通道内, 谱分量的相对功率不受影响。与偏置失配类似, 可得存在增益误差的输出信号的 DTFT 为

$$E_{\text{gain}}(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=0}^{L-1} \mathcal{F}_k \times S^a\left(\omega - \frac{k\omega_s}{L}\right), \quad (14)$$

式中 $S^a(\omega)$ 为原模拟信号谱。若 $S^a(\omega)$ 为正弦信号(频率为 ω_0), 则(14)式可表示为

$$E_r(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=0}^{L-1} \mathcal{F}_k \times \delta\left(\omega - \omega_0 - \frac{k\omega_s}{L}\right). \quad (15)$$

对于时间失配的影响, 假设系统每一段都包含 N 个采样点, 且都与理想位置偏离了 $-r_m T_s$, r_m 为相对于采样率的偏移, 这里为时间倾斜的系数。系统采集到的点序列为

$$P = [s_{0,0} \dots s_{0,N-1}; \dots; s_{M-1,0} \dots s_{M-1,N-1}; \dots], \quad (16)$$

式中 $s_{m,n}$ 代表第 m 段第 n 个采样点, 即

$$s_{m,n} = [m \cdot NT_s + nT_s - r_m T_s], \quad (17)$$

存在时间偏移的输出信号可用 DTFT 表示为

$$S(\omega) = \frac{1}{LT_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \exp\left[-j\left(\omega - k \frac{2\pi}{LT_s}\right) r_m T_s - jkm \frac{2\pi}{M}\right] S^a\left(\omega - k \frac{2\pi}{LT_s}\right) \cdot \frac{\sin(\pi k N/L)}{\sin(\pi k/L)} \cdot \exp\left[\frac{-j\pi k(N-1)}{L}\right] \right\}. \quad (18)$$

根据(13)式、(14)式和(18)式, 数值仿真了偏置误差、增益误差和时钟倾斜对系统的影响。仿真参数如下: 待采样信号频率 f_{in} 为 16 GHz, 拉伸倍数 K 和通道数 M 均为 8; 后端电量化的采样率 f_s 为 25 GSa/s, 电量化后的采样信号压缩为 2 GHz ($f_{in}/K = 16 \text{ GHz}/8$), 每通道采样点数 N 为 256。假设通道间偏置误差系数为 $[0, 0.066, 0.186, 0.077, 0.095, 0.124, -0.056, 0.023]$, 增益误差系数为 $[1, 1.181, 0.905, 1.212, 0.913, 1.163, 1.197, 1.127]$, 时钟倾斜系数为 $[0, 0.11, 0.23, -0.12, 0.11, 0.32, -0.21, 0.13]$, 数值仿真的结果如图 3 所示。

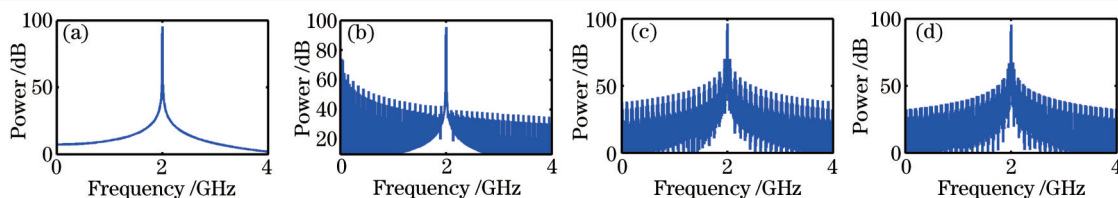


图3 8通道PTS-ADC系统中的通道失配影响的数值仿真。(a)理想信号的射频频谱图;(b)存在偏置误差的信号射频频谱图;(c)存在增益误差的信号射频频谱图;(d)存在时钟倾斜的信号射频频谱图

Fig.3 Simulated radio frequency spectra of 8-channel PTS-ADC system with channel mismatch. (a) Ideal; (b) with offset mismatch; (c) with gain mismatch; (d) with clock skew

图3(a)和(b)对比表明偏置误差使得系统产生直流分量和较多谐波,谐波的频点分布在 $f_s/L=12.2$ MHz及其倍频处,与(13)式的频点一致。最高谐波出现在 24.42 MHz处,与信号的相对功率差为-21.26 dB。从图3(c)可以看出,增益误差引起的谐波以 2 GHz为中心分别散落在 $\frac{f_{in}}{KM} \pm \frac{f_s}{L}$ 频点处,与(14)式的谐波点相对应。最高谐波出现在 1.951 GHz处,与原始信号的相对功率差为-26.21 dB。时钟倾斜引起的谐波分量[见图3(d)]与增益误差引起的谐波频点相同,最高谐波出现在 1.963 GHz处,与原始信号的相对功率差为 -28.63 dB。总之,偏置误差、增益误差和时钟倾斜给多通道PTS-ADC系统引入了额外的谐波分量,恶化了系统的无杂散动态范围(SFDR),也恶化了系统的信噪比(SNR)及ENOB。但与TIADC结构的通道失配相比^[19],该结构下通道失配引起的谐波分量更靠近原始信号。

4 实验验证

搭建的连续模式PTS-ADC多通道系统实验平台的示意图如图4所示。被动锁模光纤激光器(宽谱光源)的中心波长为 1550 nm、脉冲宽度为 120 fs、重复频率为 37 MHz。采用色散系数更高且色散-损耗比较大的DCF光纤[色散系数为-120 ps/(nm/km),损耗为 0.6 dB/km]作为色散介质,DCF1的色散量为-360 ps/nm,DCF2的色散量为-2519 ps/nm,理论拉伸倍数为 $K=7.99$ 。调制器为Mach-Zehnder EOM(模拟带宽为 45 GHz),所加载的射频(RF)信号为 18 GHz。电子示波器(Tektronix DSA70804)的采样率为 25 GSa/s,模拟带宽为 8 GHz。在电子示波器的4个输入通道中,一个通道被用作触发(锁模激光器同步信号),其余3个通道同时记录信号数据。从8通道WDM中选中了3个通道进行演示,带宽均为 1.5 nm,中心波长分别为 1556、1553、1550 nm,可标记为CH1、CH2、CH3,通过调节VOA使得通道间幅度均衡,调节VDL使得相邻通道间的时间交叠为 15%。为了补偿DCF的传输损耗,在EOM前和DCF2后分别插入掺铒光纤放大器(EDFA)。

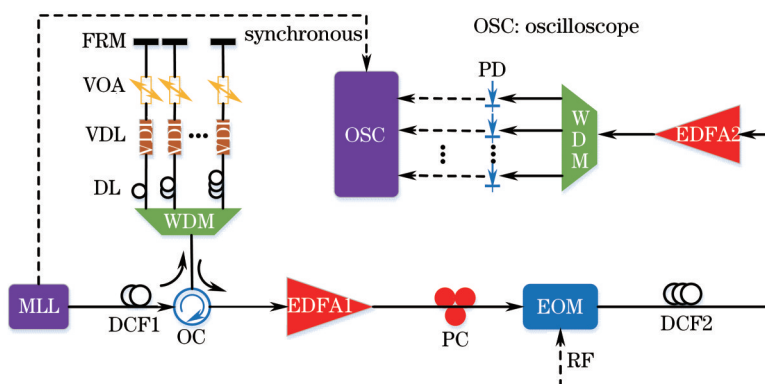


图4 连续光子时间拉伸模数转换系统实验架构图

Fig.4 Experimental setup of continuous-time PTS-ADC system

经过相对时延校准后的三通道数据被电子示波器采集,每个通道中的数据段之间间隔为 27 ns (1/37 MHz),如图5所示。通道之间存在一定的偏置误差、增益误差和时钟倾斜,可以利用交叠部分的信息进行估算。利用通道间的交叠区域和自适应在线校准算法^[21],可估算相邻通道间的偏置误差分别为-0.0111、-0.0051;增益误差分别为 1.2143、0.9355;时钟倾斜分别为 0.126、0.058。

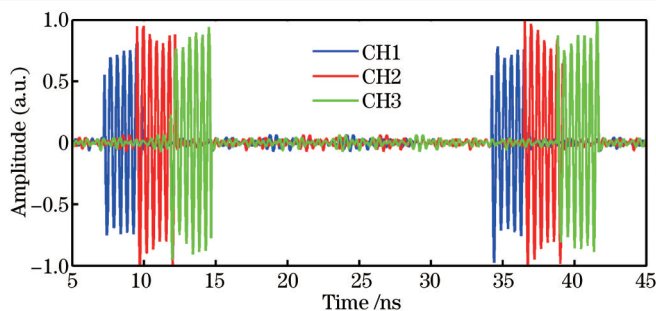


图5 3通道同时采样18 GHz信号的时域图

Fig.5 Time domain diagram of measured 18 GHz signal digitized by three channels

自适应校准的具体过程如下:1) 偏置失配在系统中表现为加性噪声,补偿的办法是在通道数据的基础上减去各自估算的偏置误差参数;2) 增益失配在系统中表现为乘性噪声,可以通过除以对应通道的增益误差参数来校准;3) 时间误差参数表征的是采样点偏离其标准位置的时间,各个通道的横坐标加上时间误差参数与采样频率的积得到采样点的实际时间,进而有效校准时间倾斜。

校准过程中的信号频谱演变如图6所示。从图6(a)中可以看出,拉伸后信号的主峰在2.197 GHz处,拉伸倍数为 $18/2.197=8.193$,略大于拉伸倍数的理论值(7.99),其原因是EDFA2会引入额外的色散。图6(b)表明经过偏置误差校准,频谱的谐波分量得到了一定程度的抑制。相比之下,增益校准[见图6(c)]和时间校准[见图6(d)]进一步抑制了部分频点。由此可得,自适应校准算法在一定程度上既压缩信号频谱中的谐波分量又能抑制部分频点,从而可提高系统的SFDR。

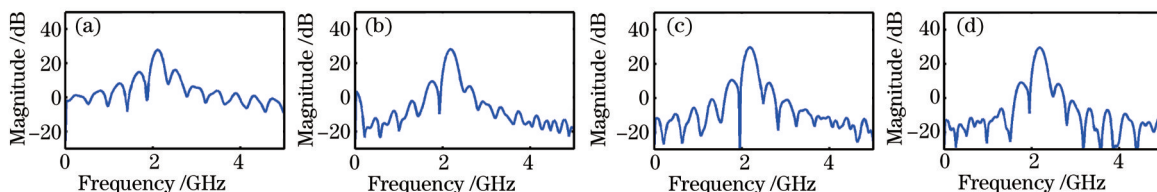


图6 原信号与校准后信号的频谱图比较。(a) 未校准信号频谱图;(b) 校准偏置误差后的信号频谱图;
(c) 校准增益误差后的信号频谱图;(d) 校准时钟倾斜后的信号频谱图

Fig.6 RF spectra before and after calibration. (a) Before calibration; (b) after offset error calibration; (c) after gain error calibration; (d) after clock skew error calibration

采用该结构的系统采样率为 $8.193 \times 25 \cong 204$ GSa/s,模拟带宽理论上可达 $8.193 \times 8 \cong 65$ GHz(目前受限于调制器带宽只能达到45 GHz)。为了有效验证上述校准对ENOB的改善,采用IEEE Standard中的正弦信号拟合方法^[22]对三通道拼接后的数据序列进行最小二乘法拟合,计算拟合残差后得到SNR及ENOB。通道拼接过程为将相邻通道交叠部分两者取其一,依次完成三通道间的数据序列拼接。图7给出校准后采样信号及拟合处理的时域曲线,结果表明校准前的ENOB为3.2,校准后的ENOB为3.7。ENOB仍有改善空间,如提高各通道信号幅度可进一步提高SNR以及利用电子示波器的满量程等。

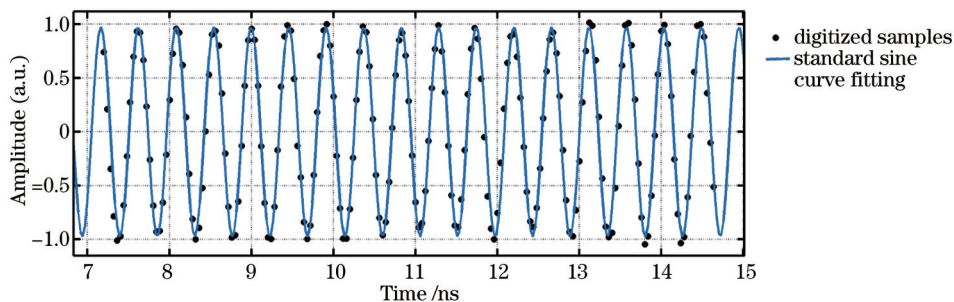


图7 校准信号的时域图

Fig.7 Time domain diagram of the calibrated RF signal

5 结 论

优化了PTS-ADC系统的多通道结构设计方案,产生连续光载波并实现连续模式采样。通过理论分析、数值仿真和实验验证,对多通道间失配(偏置误差、增益误差和时间倾斜)的影响进行了系统研究。结果表明:通道间失配会恶化该系统的SFDR,利用通道间交叠进行自适应校准可提高系统ENOB。实验系统的采样率超过200 GSa/s,模拟带宽可达45 GHz,ENOB为3.7。受限于现有实验条件,目前仅能演示1.2 ns采样时间窗口的三通道系统。若采用更高重复频率的被动锁模激光器,增加DCF1的色散量且采用更多通道的电子示波器,有望实现连续模式PTS-ADC实验系统。

参 考 文 献

- 1 George C Valley. Photonic analog-to-digital converters[J]. *Optics Express*, 2007, 15(5): 1955-1982.
- 2 Ni Qiliang. Study on characteristic performance of a MCP-based photon-counting imaging detector[J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(11): 1104001.
尼启良. 极紫外微通道板光子计数成像探测器性能研究[J]. *光学学报*, 2013, 33(11): 1104001.
- 3 A O J Wiberg, Z Tong, L Liu, *et al.*. Demonstration of 40 GHz analog-to-digital conversion using copy-and-sample-all parametric processing[C]. OFC, 2012: OW3C.2.
- 4 A Khilo, S J Spector, M E Grein, *et al.*. Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter[J]. *Opt Express*, 2012, 20(4): 4454-4469.
- 5 Tan Zhongwei, Qin Fengjie, Ren Wenhua, *et al.*. Application of fiber dispersion in all optical data processing[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2013, 50(8): 080023.
谭中伟, 秦凤杰, 任文华, 等. 光纤色散在光信息处理中的应用[J]. *激光与光电子学进展*, 2013, 50(8): 080023.
- 6 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.
- 7 Huang Minshuang, Long Tengyu, Liu Huihui, *et al.*. A high-precision pulsed laser ranging time interval measurement technology based on sine curves method[J]. *Chinese J Lasers*, 2014, 41(8): 0808002.
黄民双, 龙腾宇, 刘慧慧, 等. 基于正弦曲线的高精度脉冲激光测距时间间隔测量技术[J]. *中国激光*, 2014, 41(8): 0808002.
- 8 F Copping, A S Bhushan, B Jalali. Photonic time stretch and its application to analog-to-digital conversion[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 1999, 47(4): 1309-1314.
- 9 Yan Han, Bahram Jalali. Photonic time-stretched analog-to-digital converter: fundamental concepts and practical considerations [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2003, 21(12): 3085-3103.
- 10 Jason Chou, Ozdal Boyraz, Daniel Solli, *et al.*. Femtosecond real-time single-shot digitizer[J]. *Applied Physics Letters*, 2007, 91(16): 161105.
- 11 Tan Zhongwei, Chen Zhiwei, Zhang Xiaoxing, *et al.*. Time-stretched analog-to-digital conversion based on chirped fiber Bragg grating[J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(s1): s106001.
谭中伟, 陈志伟, 张晓兴, 等. 基于啁啾光纤光栅的时间展宽模数转换系统[J]. *光学学报*, 2012, 32(s1): s106001.
- 12 Li Sha, Yu Chongxiu. Ultrahigh sampling rate photonic time stretch analog-to-digital converter employing phase modulation[J]. *Optik*, 2013, 124(20): 4539-4543.
- 13 Chen Ying, Chi Hao, Jin Tao, *et al.*. Sub-Nyquist sampled analog-to-digital conversion based on photonic time stretch and compressive sensing with optical random mixing[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(21): 3395-3401.
- 14 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.
- 15 Li Hongnan, Zou Weiwen, Chen Jianping. Removal of dispersion penalty of time-stretch photonic analog-to-digital conversion system by use of chirped intensity modulator[C]. *Asia Communications and Photonics Conference*, 2014: ATh1F. 1.
- 16 Yan Han, Bahram Jalali. Continuous-time time-stretched analog-to-digital converter array implemented using virtual time gating [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2005, 52(8): 1502-1507.
- 17 Jason Chou, George A Sefler, Josh Conway, *et al.*. 4-channel continuous-time 77 GSa/s ADC using photonic bandwidth compression

- [C]. IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2007.
- 18 Jason Chou, Josh A Conway, George A Seffler, *et al.*. Photonic bandwidth compression front end for digital oscilloscopes[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(22): 5073–5077.
- 19 N Kurosawa, H Kobayashi, K Maruyama, *et al.*. Explicit analysis of channel mismatch effects in time-interleaved ADC systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2001, 48(3): 261–271.
- 20 Wu Guiling, Li Siqu, Li Xinwan, *et al.*. 18 wavelengths 83.9 Gs/s optical sampling clock for photonic A/D converters[J]. Optics Express, 2010, 18(20): 21162–21168.
- 21 Yan Han, Behnam Rezaei, Vwani P Roychowdhury, *et al.*. Adaptive online calibration in time stretched ADC arrays[C]. The 20th IEEE Information and Measurement Technology Conference, 2003, 2: 1212–1216.
- 22 IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters[S]. IEEE-STD 1241, 2001.

栏目编辑：张 雁