

基于互补调制的多通道连续型 PTS-ADC 系统

王俊达¹, 陈颖², 陈向宁²

¹装备学院研究生院, 北京 101416;

²装备学院光电装备系, 北京 101416

摘要 设计了基于时间波长交织技术的多通道连续型光子时间拉伸模数转换(PTS-ADC)系统。研究了互补型双马赫-曾德尔调制器(MZM)结构对多通道连续型 PTS-ADC 的性能影响。通过理论推导验证了互补型双 MZM 抑制 PTS-ADC 中二阶谐波产生的原理。设计了一种基于互补型双 MZM 的连续型 PTS-ADC 系统, 利用 Optisystem 软件对该系统进行仿真研究, 对频率为 6 GHz 的射频(RF)信号进行模数转换。仿真结果表明, 基于互补调制的多通道连续型 PTS-ADC 系统可以对 RF 信号实现降频处理及连续采样, 实现了 4.69 的有效量化位数。

关键词 光通信; 模数转换器; 光子时间拉伸; 互补调制; 二阶谐波抑制

中图分类号 TN929

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP55.020603

Multi-Channel Continuous-Time PTS-ADC System Based on Complementary Modulation

Wang Junda¹, Chen Ying², Chen Xiangning²

¹Graduate School, Academy of Equipment, Beijing 101416, China;

²Department of Photoelectric Equipment, Academy of Equipment, Beijing 101416, China

Abstract A multi-channel continuous photonic time-stretched analog-to-digital converter (PTS-ADC) system based on the time and wavelength interweaved technology is designed. And the effect of complementary dual Mach-Zehnder modulator (MZM) structure on PTS-ADC is studied. The principle of complementary dual-MZM which can suppress second-order harmonic in PTS-ADC is verified by theoretical deduction. A continuous PTS-ADC system based on complementary dual-MZM is designed. We simulate the analog to digital conversion of 6 GHz radio frequency (RF) signal by Optisystem. The simulational results show that the system can realize the down-conversion processing and continuous sampling of the RF signal, and the effective number of bits (ENOB) of 4.69 is achieved.

Key words optical communications; analogy-to-digital converter; photonic time stretch; complementary modulation; second-order harmonic suppression

OCIS codes 060.2330; 070.1170; 070.6020; 060.5625

1 引言

近年来,随着科学技术的高速发展,通信、雷达、电子对抗、医疗等领域对高速模数转换器(ADC)的需求越来越迫切。现有的电 ADC,由于载流子存在迁移速率的物理极限,当采样速率很高时,存在采样

时间抖动、比较器不确定等“瓶颈”制约,量化精度很难提升^[1]。针对这一问题,国内外先后提出多种光模数转换器方案^[2-9]。其中,光子时间拉伸模数转换器^[10](PTS-ADC)方案最受欢迎,该方案通过被动锁模激光器产生超短光脉冲,经第 1 段色散补偿光纤展宽,利用马赫-曾德尔电光调制器(MZM)将高

收稿日期: 2017-07-02; 收到修改稿日期: 2017-07-14

基金项目: 国家 863 计划(2015AA7031093C)

作者简介: 王俊达(1993—),男,硕士研究生,主要从事光学通信与信息系统方面的研究。

E-mail: 15311486311@163.com

导师简介: 陈向宁(1962—),男,博士,教授,主要从事遥感方面的研究。E-mail: laser115@126.com

速信号调制到光脉冲上,利用第2段色散补偿光纤对光脉冲进一步展宽,展宽后的信号从时域上等效为低速的模拟信号^[11],降低了对后端电ADC的采样速率和量化精度的要求。因此,克服电ADC的“瓶颈”制约,提高ADC的量化精度,是目前主流的研究方向。

单踪模式的PTS-ADC系统已经较为成熟,其中最具代表性的是采样速率为10 TSa/s,输入信号频率为108 GHz的PTS-ADC系统^[12],而连续时间信号采样的PTS-ADC系统还处于起步阶段。并且调制器本身受传输函数的制约,容易产生较大的二阶谐波,影响系统的精度。目前,Cui等^[13]提出利用双输出MZM和平衡探测器来抑制二阶谐波的产生,该解决方案较为有效。针对上述问题,本文利用互补型双MZM代替双输出MZM来抑制二阶谐波的产生,设计了一种基于互补调制的4通道连续型PTS-ADC系统。通过理论推导,对互补型双MZM抑制二阶谐波产生的原理进行了验证。通过仿真建模,对PTS-ADC系统进行了仿真实验。结果表明,互补型双MZM能够有效抑制二阶谐波的产生,4通道连续型PTS-ADC系统能够对信号实现连续时间采样。

2 原理论证

2.1 光子时间拉伸ADC原理

PTS-ADC系统原理如图1所示。系统通常由锁模激光器(MLL)、两段色散补偿光纤、马赫-曾德尔调制器和光电探测器(PD)构成。在PTS-ADC系统中,时域展宽的原理是利用光纤中的色散机理在时域上对光脉冲进行拉伸^[14]。由于射频信号通过MZM加载在光脉冲上,因此其在时域上也被同样展宽,等效为低频的模拟信号,展宽后的光信号经过光电转换,可以利用采样速率较低的电ADC进行量化^[15-16]。

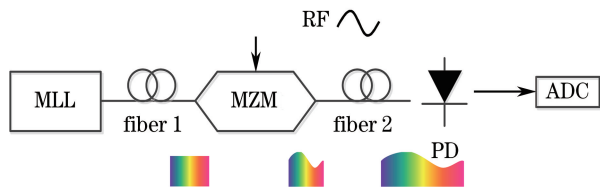


图1 PTS-ADC系统原理图

Fig. 1 Schematic diagram of PTS-ADC system

时域拉伸过程主要由群速度色散参数 β_2 决定,忽略三阶、四阶等更高阶非线性色散现象,光纤的色散可由其模传输特性方程 $\beta(\omega)$ 表示,将其在信号频谱中心频率 ω_0 处按泰勒级数展开,表达式为

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2, \quad (1)$$

式中 β_1 和 β_2 分别为群时延和群速度色散。

群速度色散在光纤中可由色散参数 $D(\lambda)$ 表示,以单模光纤SMF-28为例,其色散参数可表示为

$$D(\lambda) = \frac{S_0}{4} \left(\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right), \quad (2)$$

式中 λ_0 为零色散波长, S_0 为 $\lambda = \lambda_0$ 时的色散斜率。又由

$$D(\lambda) = \frac{d\tau}{d\lambda}, \quad (3)$$

可得

$$\tau_g(\lambda) = \int_{\lambda_r}^{\lambda} D(\lambda) d\lambda = \frac{S_0}{8} \left(\lambda^2 + \frac{\lambda_0^4}{\lambda^2} - \lambda_r^2 - \frac{\lambda_0^4}{\lambda_r} \right), \quad (4)$$

式中 λ_r 为参考波长的值, $\tau_g(\lambda)$ 为单位长度的群时延。因此,在MZM的输入端,脉冲展宽时延 t_1 为

$$t_1 = L_1 \times \tau_{g1}(\lambda), \quad (5)$$

同理,经过第2段光纤进一步展宽后,脉冲展宽的时间延迟 t 为

$$t = t_1 + t_2 = L_1 \times \tau_{g1}(\lambda) + L_2 \times \tau_{g2}(\lambda), \quad (6)$$

式中 L_1 和 L_2 分别对应两端光纤的长度。

当采用两段相同光纤,即 $\tau_{g1}(\lambda) = \tau_{g2}(\lambda)$,则时域展宽比为

$$M = \frac{t}{t_1} = \frac{L_1 + L_2}{L_1} = 1 + \frac{L_2}{L_1}. \quad (7)$$

从(7)式中可以看出来,如果采取两段相同参数的光纤,展宽系数只与光纤长度有关。所以,通过调整两段光纤的比例关系,可以改变PTS-ADC系统的时域展宽比。

2.2 互补型双MZM调制原理

基于互补调制的双MZM原理如图2所示。射频(RF)信号源产生的电信号经 π 相位定向耦合器分成两路,将两路相位差为 π 的RF信号分别送入2个相同的MZM与MLL产生的光脉冲进行调制,并将调制后的光脉冲转换成电信号后送入减法器中求差,最终在系统后端进行多通道并行采样和量化处理^[11]。

由于锁模激光器产生的超短脉冲为高斯型,所以脉冲光源输出端产生的波形可被表示为

$$E_1(t) = E_0 \exp\left(-\frac{t^2}{2T_0^2}\right), \quad (8)$$

式中 E_0 为脉冲振幅, T_0 为脉冲半峰全宽(峰值强度 $1/e$ 处),对(8)式进行傅里叶变换可得

$$E_1(\omega) = E_0 \sqrt{2\pi} T_0 \exp\left(-\frac{\omega^2 T_0^2}{2}\right). \quad (9)$$

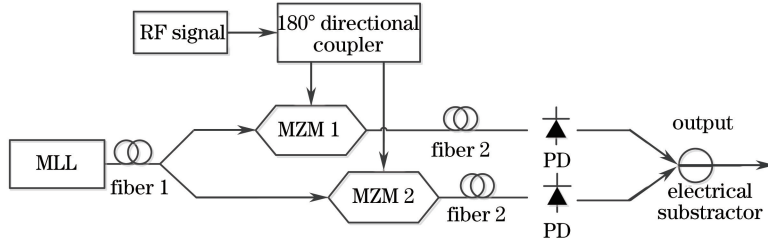


图 2 互补型双 MZM 原理图

Fig. 2 Schematic diagram of complementary dual-MZM system

如果只考虑二阶色散对系统造成的影响,光纤的传递函数为

$$H(\omega) = \exp\left(\frac{j\beta_2 L \omega^2}{2}\right), \quad (10)$$

式中 j 为虚数, L 为光纤的长度, 脉冲经过第 1 段光纤后, 表达式为

$$E_2(\omega) = E_1(\omega) \exp\left(\frac{j\beta_2 L_1 \omega^2}{2}\right) = E_0 \sqrt{2\pi} T_0 \exp\left(\frac{-\omega^2 T_0^2 + j\beta_2 L_1 \omega^2}{2}\right), \quad (11)$$

式中 L_1 为第 1 段光纤长度; 其时域表达式为 $E_2(t) = \mathcal{F}^{-1}[E_2(\omega)]$, 其中 \mathcal{F}^{-1} 为傅里叶逆变换。假设 MZM 工作在正交偏置点, 调制器的调制系数为 m 。经频率为 ω_{RF} 的正弦射频信号调制后, 脉冲可被表示为

$$E_3(t) = E_2(t) \cos\left[\frac{\pi}{4} + \frac{m}{2} \cos(\omega_{\text{RF}} t)\right], \quad (12)$$

式中 E_3 为 MZM 调制后输出的光脉冲。将(12)式进行贝塞尔函数展开,

$$E_3(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_2(t) \times \left[J_0\left(\frac{m}{2}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} 2C_n J_n\left(\frac{m}{2}\right) \cos(n\omega_{\text{RF}} t) \right], \quad (13)$$

式中 $J_n(\cdot)$ 为 n 阶贝塞尔函数, $C_n = \begin{cases} (-1)^{n/2}, & n \text{ is even} \\ (-1)^{n+1/2}, & n \text{ is odd} \end{cases}$

假设调制系数 $m=0$ 时, 可得

$$E_{m=0}(\omega) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 (2\pi T_0^2)^{1/2} \exp\left[\frac{-\omega^2 T_0^2 + j\beta_2 (L_1 + L_2) \omega^2}{2}\right], \quad (14)$$

$$E_{m=0}(t) = \frac{T_0 E_0}{\sqrt{T_0^2 - j\beta_2 (L_1 + L_2)}} \exp\left[\frac{-t^2}{-2T_0^2 + 2j\beta_2 (L_1 + L_2)}\right]. \quad (15)$$

根据(9)、(11)和(14)式可得

$$E_4(\omega) = E_3(\omega) H_2(\omega) J_0\left(\frac{m}{2}\right) = E_{m=0}(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} C_n J_n\left(\frac{m}{2}\right) \exp(jn^2 \phi_{\text{DIP}}) \left[E_{m=0}\left(\omega - \frac{n\omega_{\text{RF}}}{M}\right) + E_{m=0}\left(\omega + \frac{n\omega_{\text{RF}}}{M}\right) \right], \quad (16)$$

式中 ϕ_{DIP} 为色散引起的相位移函数。

光电探测器的响应电流为

$$I_{m=0}(t) = K E_{m=0}(t) E_{m=0}^*(t) = \left(\frac{c\epsilon_0 n}{2}\right)^2 R_{\text{PD}} A_{\text{eff}}, \quad (17)$$

式中 c 为光的传播速度, ϵ_0 为真空介电常数, R_{PD} 为探测器响应, A_{eff} 为光纤的有效模面积。

根据 Bessel 公式可得 $J_n(m) \approx (n!/2^n) m^n$, 光电探测器的输出电流为

$$I(t) = I_{m=0}(t) \left\{ J_0^2\left(\frac{m}{2}\right) - 4J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_1\left(\frac{m}{2}\right) \cos \phi_{\text{DIP}} \cos\left(\frac{\omega_{\text{RF}}}{M} t\right) + \left[2J_1^2\left(\frac{m}{2}\right) - 4J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_2\left(\frac{m}{2}\right) \cos(4\phi_{\text{DIP}}) \right] \times \cos\left(\frac{2\omega_{\text{RF}}}{M} t\right) + \left[4J_0\left(\frac{m}{2}\right) J_3\left(\frac{m}{2}\right) \cos(9\phi_{\text{DIP}}) + 4J_1\left(\frac{m}{2}\right) J_2\left(\frac{m}{2}\right) \cos(3\phi_{\text{DIP}}) \right] \cos\left(\frac{3\omega_{\text{RF}}}{M} t\right) + \dots \right\}. \quad (18)$$

当 m 较小时, (18)式可被化简为

$$I(t) = I_{m=0}(t) \times \left\{ 1 - m \cos \phi_{\text{DIP}} \cos\left(\frac{\omega_{\text{RF}}}{M}t\right) + \frac{m^2}{8} [1 - \cos(4\phi_{\text{DIP}})] \cos\left(\frac{2\omega_{\text{RF}}}{M}t\right) + \frac{m^3}{96} [\cos(9\phi_{\text{DIP}}) - 3\cos(3\phi_{\text{DIP}})] \cos\left(\frac{3\omega_{\text{RF}}}{M}t\right) + \dots \right\}. \quad (19)$$

因为系统采取互补调制,所以另一个 MZM 的输出为

$$E'_3(t) = E_2(t) \cos\left[\frac{\pi}{4} - \frac{m}{2} \cos(\omega_{\text{RF}}t)\right]. \quad (20)$$

同理可得其响应电流强度为

$$I'(t) = I_{m=0}(t) \times \left\{ 1 + m \cos \phi_{\text{DIP}} \cos\left(\frac{\omega_{\text{RF}}}{M}t\right) + \frac{m^2}{8} [1 - \cos(4\phi_{\text{DIP}})] \cos\left(\frac{2\omega_{\text{RF}}}{M}t\right) - \frac{m^3}{96} [\cos(9\phi_{\text{DIP}}) - 3\cos(3\phi_{\text{DIP}})] \cos\left(\frac{3\omega_{\text{RF}}}{M}t\right) + \dots \right\}. \quad (21)$$

由(19)式和(21)式可得

$$I(t) - I'(t) = I_{m=0}(t) \times \left\{ -2m \cos \phi_{\text{DIP}} \cos\left(\frac{\omega_{\text{RF}}}{M}t\right) + \frac{m^3}{48} [\cos(9\phi_{\text{DIP}}) - 3\cos(3\phi_{\text{DIP}})] \cos\left(\frac{3\omega_{\text{RF}}}{M}t\right) + \dots \right\}. \quad (22)$$

从互补型 MZM 输出函数可以看出,2 个 MZM 的输出函数相减便可以消除偶次谐波及直流分量,同时基波和三次谐波会得到加强。所以互补型 MZM 可以抑制二阶谐波产生。谐波是影响 PTS-ADC 系统精度的主要因素之一,抑制偶次谐波及直流分量可以提高信号的信噪比,提高系统的精度。

3 系统结构及仿真设计

在互补型双 MZM 能够抑制二阶谐波产生的理论推导基础上,设计基于互补调制结构的 4 通道连续型 PTS-ADC 系统,在 Optisystem 7.0 软件中构建该系统的仿真环境,通过仿真研究 4 通道连续型 PTS-ADC 系统的性能。

3.1 基于双 MZM 的 4 通道连续型 PTS-ADC 结构设计

4 通道连续型 PTS-ADC 系统结构设计如图 3 所示。MLL 产生宽频谱的超窄光脉冲序列,经第 1 段色散补偿光纤进行脉冲展宽,而后经波分复用器(WDM)分成 4 路不同波长的分支,在各通道分别加上固定的时间延迟线(ODL),利用光衰减器(VOA)使脉冲功率相等,通过波分复用器重新整合成一束时域上连续且相邻通道时间交叠的四倍频光载波,而后经掺铒光纤放大器(EDFA)放大。利用功率分配器将光载波分成均等的两路,分别在 MZM 中对相位差为 π 的 RF 信号进行采样。而后重新分成 4 路不同波长的信号,经长度相同的色散补偿光纤进一步展宽,通过光电探测器转换为电信号,最终,将波长相同的两路信号用电减法器处理,输出的信号供电 ADC 采样和量化处理。

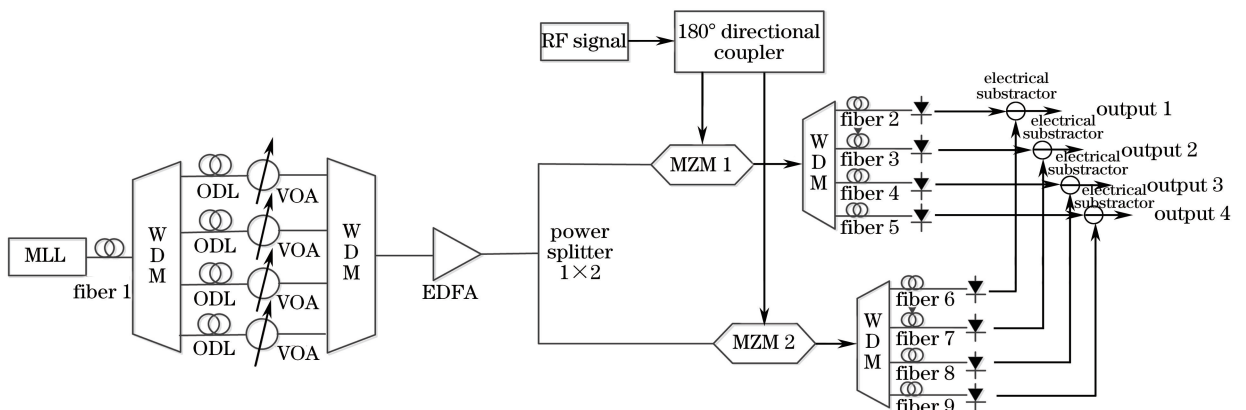


图 3 4 通道连续型 PTS-ADC 系统结构图

Fig. 3 Structure of four-channel continuous-time PTS-ADC system

3.2 仿真系统构建

在 Optisystem 7.0 中对基于互补型双 MZM 的 4 通道连续型 PTS-ADC 系统进行仿真系统构建, 其仿真结构如图 4 所示。

在仿真中, 激光器产生的脉冲重复频率为 250 MHz, 脉冲中心波长为 1552.52 nm, 脉冲宽度为 150 fs, 脉冲的峰值功率为 100 W。产生的光脉冲经过色散系数为 $-140 \text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$ (1550 nm 处)、长度为 5 km 的色散补偿光纤, 而后经 1×4 波

长解复用器、可调光纤延迟线(VDL)、VOA 以及光波分复用器, 产生波长时间交织的光脉冲序列。WDM 4 通道的中心波长分别设置为: 1554.9, 1553.3, 1551.7, 1550.1 nm, 带宽为 1.2 nm。在每一路分别增加 VDL, 使倍频后的光脉冲在原脉冲的 1 个周期内等间距的分布 4 个连续的脉冲信号, 且相邻通道间的时间交叠为 20%。VOA 用于调整 4 路信号的功率, 使通道间的幅度均衡。产生的波长时间交织的光脉冲序列原理如图 5 所示。

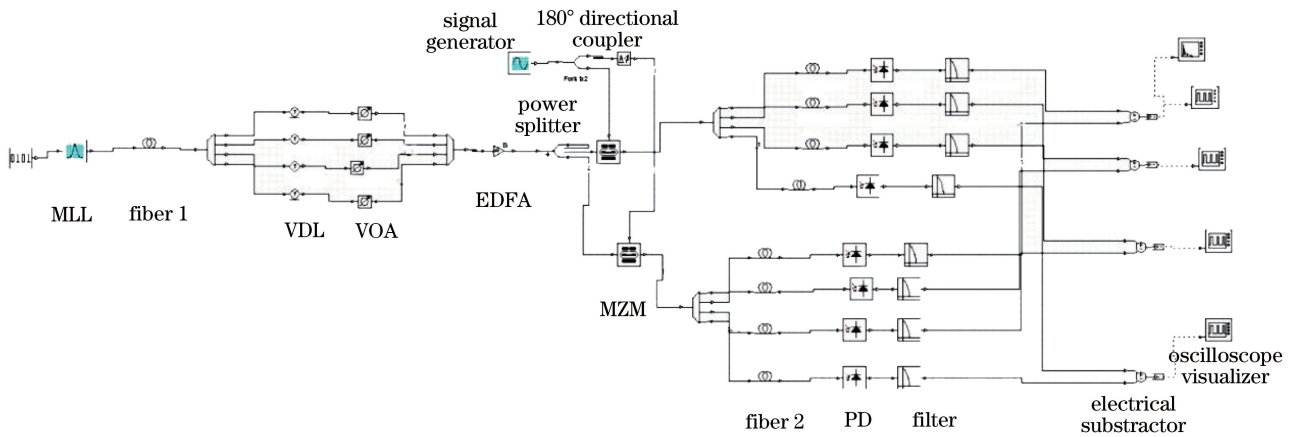


图 4 4 通道连续型 PTS-ADC 仿真结构图

Fig. 4 Simulation structure of four channel continuous-time PTS-ADC system

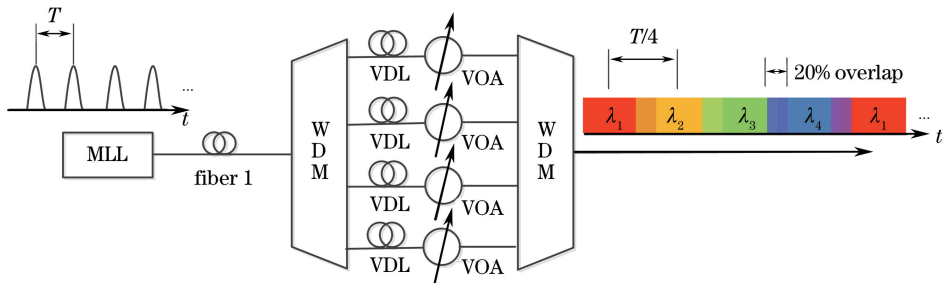


图 5 波长时间交织的光脉冲序列原理图

Fig. 5 Schematic of wavelength and time interleaved optical pulse sequence

时间波长交织后的光脉冲经 1×2 功率分配器均分成 2 路, 分别送入 2 个调制深度相同的 MZM 中(调制深度为 50%)。加载频率为 6 GHz、峰值为 3 V 的 RF 信号, 2 路 MZM 加载的 RF 信号的相位差为 π 。经电光调制器调制后的光脉冲, 分别通过 2 个相同的解波分复用器(中心波长分别为: 1554.9, 1553.3, 1551.7, 1550.1 nm)分为 4 通道。为防止连续的光脉冲经过光纤后发生信号混叠, 分别采用 8 段长度为 10 km 的色散补偿光纤[色散系数为 $-140 \text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$]对各通道的光脉冲进一步色散展宽。展宽后的光脉冲分别经光电探测器和滤波器进行光电转换及滤波处理。最终, 将中心波长

相同的 2 个通道的电信号送入减法器中相减, 并将得到的信号送入电示波器。将示波器的输出数据导入 Matlab 中进行数字信号处理。利用 Matlab 程序对 4 路信号分别进行采样和量化, 将量化后的离散信号进行编码拼接, 最终得到模数转换后的数字信号, 通过计算可以得出整个 ADC 系统的有效量化位数。

在 PTS-ADC 系统后端, 分别利用 1×4 功率分配器将各路输出信号分为 4 通道, 在各通道分别加入 0, 0.0625, 0.125, 0.1875 ns 的时间延迟, 采用 4 个同时触发的采样频率为 4 GHz 的电 ADC 分别对信号进行采样, 如图 6 所示。

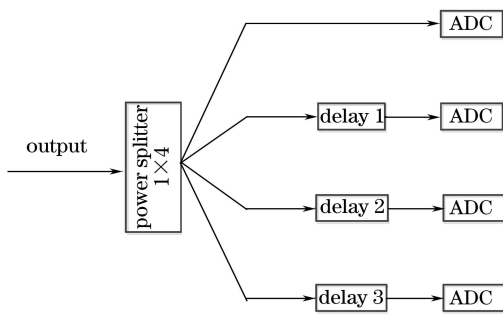


图6 多通道电采样结构图

Fig. 6 Structure diagram of multi-channel electrical sampling

4 仿真结果及分析

经过相对时延校准后的4通道数据被电子示波器采集拼接,每个通道的数据段间隔为12 ns,如图7所示。通道之间存在一定的偏置误差及时钟倾斜,可以利用交叠部分的信息进行估算^[10]。从图7中可以看出,4通道连续型PTS-ADC能够对信号实现连续采样,根据(7)式求得信号的周期为展宽为RF信号的3倍。

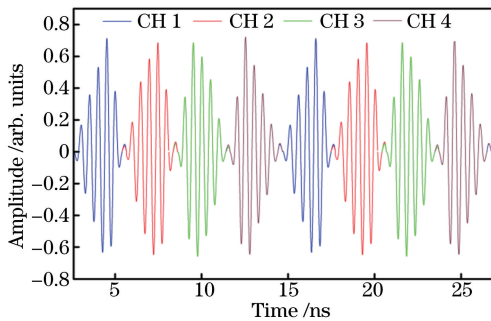
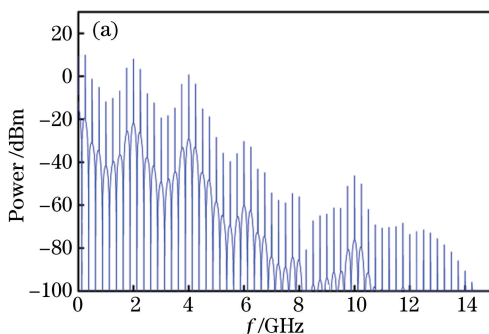


图7 4通道采样6 GHz信号时域图

Fig. 7 Time domain diagram of 6 GHz signal sampling through four channels

采取互补型双MZM结构,虽然会影响系统的复杂度,但可以大幅降低偶数阶谐波及直流分量对



系统精度造成的影响。将减法器作差后的电信号送入RF信号频谱仪中,对信号的频谱进行测量,与单通道MZM调制后信号的频谱进行对比,结果如图8所示。光采样是利用展宽后的高斯脉冲在MZM中对RF信号进行采样,所以采样后的信号并非标准的正弦信号,从频谱图可以看出,基波的频率以2 GHz为中心均匀分布。同理,二阶、三阶及四阶谐波分别以4, 6, 8 GHz为中心均匀分布。比较图8(a)和图8(b)可以发现,互补型双MZM调制的信号与单通道MZM相比,调制后信号的偶数阶谐波及直流分量被消除,同时信号的基波和三阶谐波被加强。

图9为调制后的信号时域图,可以明显看出,采用互补型双MZM结构时,调制后的信号更符合正弦曲线的变化规律,信号的信噪比较高。

在PTS-ADC系统后端,利用4个同时触发的采样频率为4 GHz的电ADC对电信号进行并行采样和量化,该采样结构的采样频率为 $4 \times 4 = 16$ GHz。与传统时间交织模数转换器不同,本文所提的多通道结构中单个通道的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。将4通道并行采样后的信号点在时域上进行拼接,利用Matlab对采样后的数据进行处理。忽略脉冲幅度变化对系统造成的影响,取采样脉冲的相邻峰(谷)值点,假定相邻的波峰和波谷可以构成1/2个周期的正弦函数,分别求取各相邻峰值点的时间间隔,计算其均值并根据(7)式求得RF信号的频率值,经计算得RF信号的频率为6.07 GHz。该PTS-ADC系统是对连续的正弦信号进行采样,利用去包络算法可以对拼接后的信号点进行幅度校准。图10给出了校准后的信号采样点及拟合处理的时域曲线,校准后信号的有效量化位数(ENOB)为4.69。

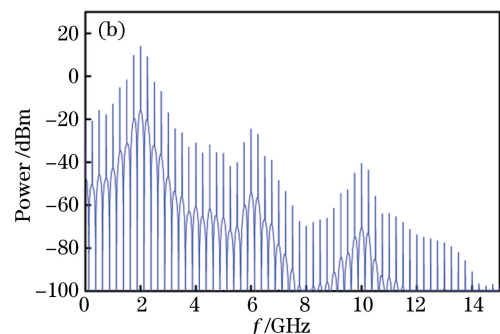


图8 调制后信号频谱图。(a)传统MZM;(b)互补型双MZM

Fig. 8 Spectra of the modulated signal. (a) Conventional MZM; (b) complementary dual MZM

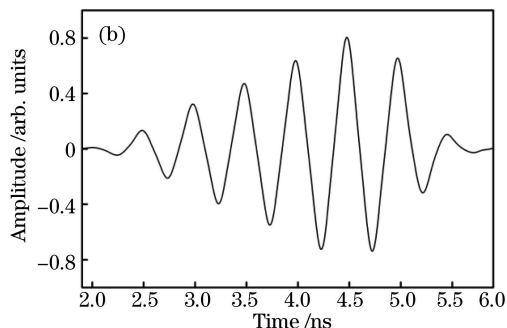
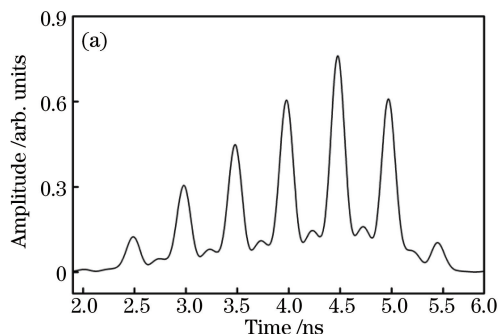


图9 调制后信号时域图。(a)传统 MZM; (b)互补型双 MZM

Fig. 9 Time-domain diagrams of the modulated signal. (a) Conventional MZM; (b) complementary dual MZM

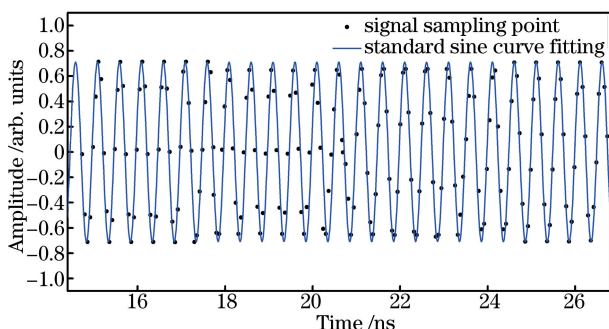


图10 校准信号的时域图

Fig. 10 Time-domain diagram of the calibrated signal

5 结 论

设计了基于互补型双 MZM 结构的多通道连续型 PTS-ADC 系统,该系统能够产生连续光载波并实现连续采样。理论推导了 PTS-ADC 原理以及互补型 MZM 抑制二阶谐波产生的过程。通过仿真研究,对频率为 6 GHz 的 RF 信号进行采样。仿真结果表明,该 PTS-ADC 结构可以对 RF 信号连续采样,当 RF 信号频率为 6 GHz 时,获取信号的频率为 6.07 GHz, ENOB 为 4.69。若采用功率更高的被动锁模激光器,增大色散补偿光纤的色散系数,采用更多通道的波分复用器,则有望实现展宽系数更大、精度更高、带宽更大的连续模式 PTS-ADC 系统。

参 考 文 献

- [1] Walden R H. Analog-to-digital converter survey and analysis [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4): 539-550.
- [2] Bracken J A, Xu C Q. All-optical wavelength conversions based on MgO-doped LiNbO₃ QPM waveguides using an EDFA as a pump source [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2003, 15(7): 954-956.
- [3] Dahlem M, Khilo A, Geis M W. Photonic analog-to-digital conversion with electronic-photonics integrated circuits[C]. SPIE, 2008, 6898: 689806.
- [4] Khilo A, Sorace C M, Birge J R, *et al.* Accurate photonic analog-to-digital conversion [J]. General Assembly and Scientific Symposium, 2011: 12329975.
- [5] 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.
- [6] Takahashi K, Matsui H, Nagashima T, *et al.* Resolution upgrade toward 6-bit optical quantization using power-to-wavelength conversion for photonic analog-to-digital conversion [J]. Optics Letters, 2013, 38(22): 4864-4867.
- [7] Scotti F, Laghezza F, Serafino G, *et al.* In-field experiments of the first photonics-based software-defined coherent radar [J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(20): 3365-3372.
- [8] Esman D J, Wiberg A O J, Alic N, *et al.* Highly linear broadband photonic-assisted Q-Band ADC [J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(11): 2256-2262.
- [9] Zhang H L. Study on photo-assisted microwave frequency measurement method with improved real-time performance [J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(12): 1208008.
张华林. 一种改善实时性的光辅助微波频率测量方法的研究 [J]. 中国激光, 2015, 42(12): 1208008.
- [10] Qian A Q, Zou W W, Wu G L, *et al.* Design and implementation of multi-channel photonic time-stretch analog-to-digital converter [J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(5): 0505001.
钱阿权, 邹卫文, 吴龟灵, 等. 光子时间拉伸模数转换系统的多通道化设计与实现 [J]. 中国激光, 2015, 42(5): 0505001.
- [11] Xu Y R. Research on photonic time-stretch ADCs

- and their parallel multichannel characteristics [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2015.
- 徐亚然. 时间拉伸式光电模数转换器及其并行多通道特性研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2015.
- [12] Chou J, Boyraz O, Solli D, *et al.* Femtosecond real-time single-shot digitizer [J]. *Applied Physics Letters*, 2007, 91(16): 161-105.
- [13] Cui Y, Xu K, Dai Y T, *et al.* Suppression of second-order harmonic distortion in ROF links utilizing dual-output MZM and balanced detection [C]. *International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 2013: 103-106.
- [14] Tao S X, Deng X Y, Li J Z, *et al.* Real-time measurement of light beat-frequency signal with bandwidth of 56.978 GHz [J]. *Acta Optica Sinica* [J]. 2017, 37(3): 0306004.
- 陶世兴, 邓向阳, 李建中, 等. 带宽为 56.978 GHz 光拍频信号实时测量 [J]. *光学学报*, 2017, 37(3): 0306004.
- [15] Liu S Y, Tam H Y, Demokan M S. Low-cost microlens array for long-period grating fabrication [J]. *Electronics Letters*, 1999, 35(1): 79-81.
- [16] Liu Y L. Characteristics of multi-channel hybrid optical/electronic analog-to-digital converter system [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2013.
- 刘运龙. 光电混合模数转换的多通道特性研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.