

基于互补型双 MZM 结构的光子时间拉伸 模数转换器系统

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 研究了互补型双马赫-曾德尔调制器(MZM)结构对光子时间拉伸模数转换器(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 PTS-ADC 系统,利用 Optisystem 软件进行仿真研究,分别对 5 组不同的输入射频(RF)信号进行模数转换(10, 15, 20, 25, 30 GHz),对比互补型双 MZM 和单输出 MZM 作为电光调制器时,各系统对 RF 信号采样恢复的频率值。仿真结果表明,互补型双 MZM 结构可以有效抑制二阶谐波,提高了 PTS-ADC 的量化精度。

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

中图分类号 TN929

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201744.1206001

Photonic Time-Stretched Analog-to-Digital Converter System Based on Complementary Dual Mach-Zehnder Modulator Structure

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 The effect of complementary dual Mach-Zehnder modulators (MZM) structure on photonic time-stretched analog-to-digital converter (PTS-ADC) is studied. The principle that the complementary dual Mach-Zehnder modulators suppress second-order harmonic generation in PTS-ADC is theoretically proved. The PTS-ADC based on dual Mach-Zehnder modulators is designed and simulated in the Optisystem software. The recovery radio-frequency (RF) signal frequency values of PTS-ADC are simulated and compared between dual Mach-Zehnder modulators and single output Mach-Zehnder modulator as electro-optical modulator under the condition of five different input RF signals (10, 15, 20, 25, 30 GHz). The simulation results show that dual Mach-Zehnder modulators can effectively suppress the generation of second-order harmonics and improve the quantization resolution.

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

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。现有的电子 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、比较器不确定等制约因素,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

收稿日期: 2017-06-02; 收到修改稿日期: 2017-07-09

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等方面的研究。

E-mail: 15311486311@163.com

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

案^[2-9]。其中,光子时间拉伸模数转换器^[10](PTS-ADC)方案最为著名,该方案采用马赫-曾德尔电光调制器(MZM)将高速宽带信号调制到光脉冲上,通过色散补偿光纤对光脉冲进行时域拉伸,拉伸后的信号从时域上看可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,这种方案可以克服电 ADC 的制约,提高 ADC 的量化精度,是目前主流的研究方向。

在 PTS-ADC 系统中,由于调制器本身传输函数的制约,容易产生较大的二阶谐波,影响系统的精度。目前,最著名的解决方案是利用双输出 MZM 和平衡探测的方法来抑制二阶谐波的产生^[12]。针对二阶谐波干扰系统精度这一问题,本文采用 2 个单通道 MZM 构成互补型结构来抑制二阶谐波的产生,并在系统后端采用 4 个通道并行采样的结构来提高系统的采样速度和量化精度。通过理论推导,验证了互补型双 MZM 抑制二阶谐波产生的原理。通过仿真建模对 PTS-ADC 系统进行仿真实验。结果表明,互补型双 MZM 能够有效抑制二阶谐波的产生,提高了 PTS-ADC 系统的量化精度。

2 原理论证

2.1 PTS-ADC 系统原理

PTS-ADC 系统原理如图 1 所示。系统通常由锁模激光器(MLL)、2 段色散补偿光纤、MZM 和光电探测器构成。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^[13]。由于射频(RF)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,可以等效为低频的模拟信号,展宽后的光信号经过光电探测器(PD)进行光电转换,可以利用采样速率较低的电 ADC 进行量化^[14-15]。

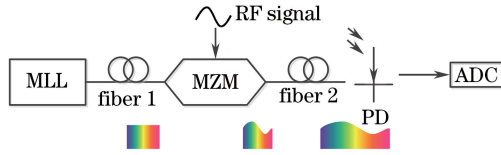


图 1 PTS-ADC 系统原理图

Fig. 1 Architecture 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 处按泰勒级数展开如下:

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

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

$$D(\lambda) = d\tau/d\lambda, \quad (3)$$

可得

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

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 2 段光纤的长度。

当采用 2 段相同光纤时,即 $\tau_{g1}(\lambda) = \tau_{g2}(\lambda)$, 则时域展宽比为

$$M = t/t_1 = (L_1 + L_2)/L_1 = 1 + L_2/L_1. \quad (7)$$

从(7)式可以看出,如果采取 2 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 2 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。RF 信号源产生的电信号经分路器均分成 2 路,其中 1 路增加 π 相位延迟,将 2 路 RF 信号分别输入 2 个相同的 MZM 与锁模激光器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输入减法器中求差,最终在系统后端进行多通道并行采样和量化处理^[16]。

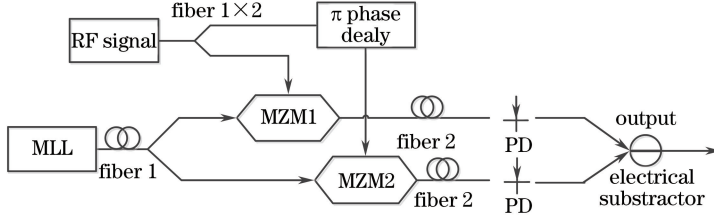


图 2 互补型双 MZM 原理图

Fig. 2 Architecture of complementary dual MZM system

由于锁模激光器产生高斯型超短脉冲,所以脉冲光源输出端产生的波形可表示为

$$E_1(t) = E_0 \exp[-t^2/(2T_0^2)], \quad (8)$$

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

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

如果只考虑二阶色散对系统造成的影响,则光纤的传递函数为

$$H(\omega) = \exp(j\beta_2 L \omega^2/2), \quad (10)$$

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

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

其中 L_1 为第 1 段光纤长度,其时域表达式 $E_2(t) = \mathcal{F}^{-1}\{E_2(\omega)\}$, \mathcal{F}^{-1} 表示傅里叶逆变换。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 RF 信号调制后,脉冲可表示为

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

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

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

式中 $c_n = \begin{cases} (-1)^{n/2}, & n \text{ is even} \\ (-1)^{(n+1)/2}, & n \text{ is odd} \end{cases}$ 。

假设调制系数 $m=0$ 时,可得到

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

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

根据(9)式、(11)式和(14)式可得

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

式中 ϕ_{DIP} 为色散引起的相位移动函数。

光电探测器的响应电流为

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

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

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

$$I'(t) = I_{m=0}(t) \times \left\{ J_0^2\left(\frac{m}{2}\right) - 4J_0\left(\frac{m}{2}\right)J_1\left(\frac{m}{2}\right)\cos\phi_{\text{DIP}}\cos\frac{\omega_{\text{RF}}t}{M} + \left[2J_1^2\left(\frac{m}{2}\right) - 4J_0\left(\frac{m}{2}\right)J_2\left(\frac{m}{2}\right)\cos 4\phi_{\text{DIP}} \right] \times \right. \\ \left. \cos\frac{2\omega_{\text{RF}}t}{M} + \left[4J_0\left(\frac{m}{2}\right)J_3\left(\frac{m}{2}\right)\cos 9\phi_{\text{DIP}} + 4J_1\left(\frac{m}{2}\right)J_2\left(\frac{m}{2}\right)\cos 4\phi_{\text{DIP}}\cos\frac{3\omega_{\text{RF}}t}{M} + \dots \right] \right\}, \quad (18)$$

当 m 较小时(11)式可简化为

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

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

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

由(19)式和(21)式可得

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

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, 互补型双 MZM 可以抑制二阶谐波产生。

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, 设计基于互补型双 MZM 的 PTS-ADC 系统结构, 在 Optisystem7.0 软件中构建该系统的仿真环境, 通过仿真研究互补型双 MZM 对 PTS-ADC 系统性能的影响, 其仿真结构如图 3 所示。在仿真中, 激光器产生脉冲的重复频率为 40 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

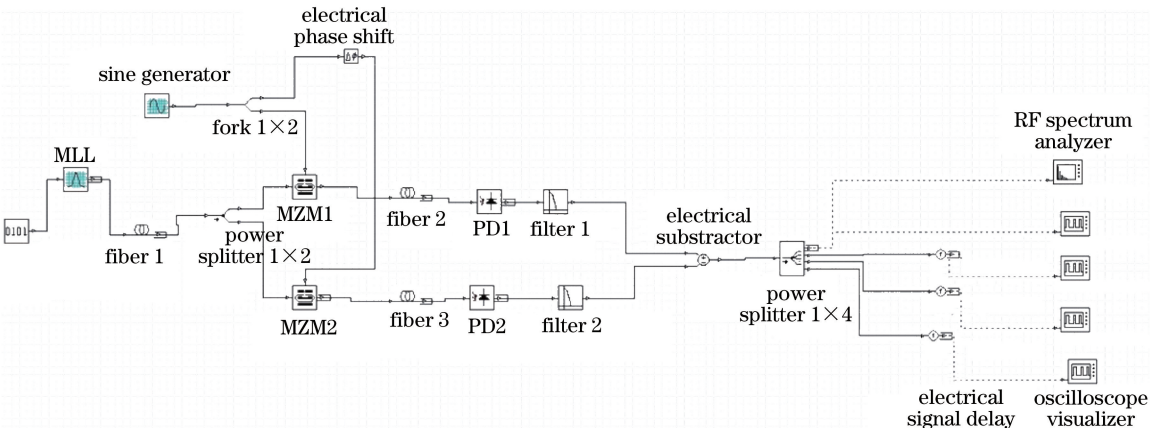


图 3 双通道 PTS-ADC 仿真结构图

Fig. 3 Simulation structure of dual-channel PTS-ADC system

$-140 \text{ ps}\cdot\text{nm}^{-1}\cdot\text{km}^{-1}$ (1550 nm 处), 长度为 2.5 km 的色散补偿光纤, 而后经 1×2 功率分配器均分成 2 路, 输入 2 个相同参数的 MZM (调制深度为 50%)。加载频率为 20 GHz、峰值为 3 V 的 RF 信号, 第 1 路和第 2 路的 MZM 加载的 RF 信号的相位差为 π 。经 MZM 调制后的光脉冲, 分别通过 2 段长度为 47.5 km 的同种色散补偿光纤, 其色散系数为 $-140 \text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$, 根据 (7) 式可求得系统的时域展宽比为 20。时域展宽后的光脉冲经 PD 转换为电信号, 经滤波后输入减法器将 2 路电信号相减。在 PTS-ADC 系统后端, 利用 1×4 功率分配器将电信号分为 4 个通道, 在各通道分别加入 0, 0.0625, 0.125, 0.1875 ns 的时间延迟, 系统采用 4 个同时触发的采样频率为 4 GHz 的电 ADC 分别对各通道的电信号进行采样。由于 Optisystem7.0 软件不能利用 ADC 对电信号进行采样, 因此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, 并计算 RF 信号的频率大小。

4 仿真结果及分析

采用单输出 MZM 作为对照组, 与采用互补型双 MZM 结构的 PTS-ADC 进行比较, 通过仿真结果分析互补型双 MZM 结构对系统的影响。在仿真中, 加载频率为 20 GHz、峰值为 3 V 的 RF 信号, 设置 MZM 的消光比为 3 dB, 调制深度为 50%。经 MZM 调制后的光脉冲, 通过色散补偿光纤进行时域展宽后, 通道 1 和通道 2 的时域图如图 4 所示。

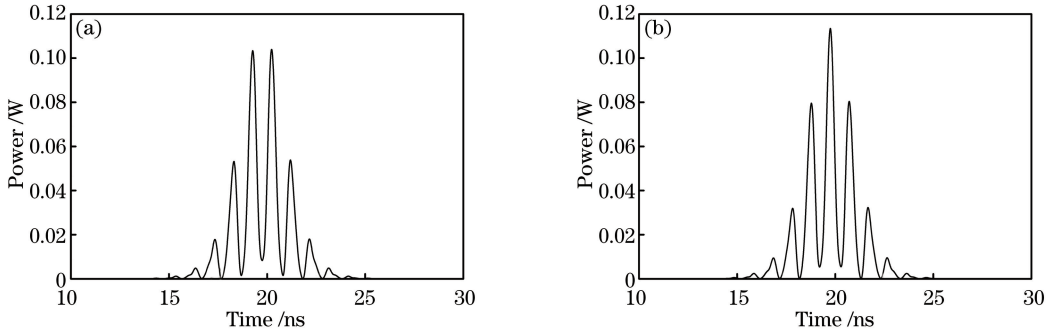


图 4 调制后光脉冲时域图。(a)通道 1;(b)通道 2

Fig. 4 Time domain of optical pulse after modulation. (a) Channel 1; (b) channel 2

时域展宽后的光脉冲经 PD 转换为电信号, 经过滤波后的 2 路电信号输入减法器相减, 将获得的电信号经功率分配器均分为 4 个通道同时进行采样, 其中通道 1 的电信号时域图如图 5 所示。

将相减后的电信号输入 RF 信号频谱仪, 测量信号的频谱, 与单输出 MZM 调制后信号的频谱对比, 如图 6 所示。由于光采样是利用展宽后的高斯脉冲对 RF 信号在 MZM 中进行调制, 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 1 GHz 为中心均匀分布。同理, 二阶、三阶及四阶谐波分别以 2, 3, 4 GHz 为中心均匀分布。比较图 6(a) 和 6(b) 可以发现, 经互补型双 MZM 调制的信号与单输出 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。在 PTS-ADC 系统中, 受 MZM 调制器传输函数的影响, 谐波是降低系统精度的主要原因之一, 采用互补调制可以消

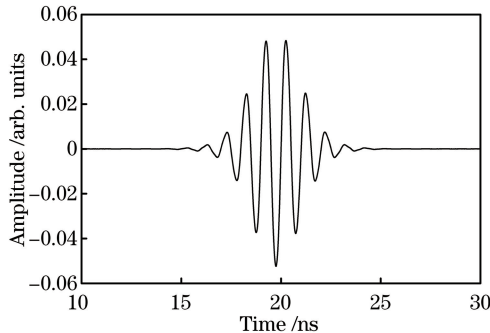


图 5 2 通道相减后的调制信号

Fig. 5 Modulation signal after two channels subtraction

除偶数阶谐波及直流分量对系统造成的影响,调制后的信号信噪比较高,相较于单输出 MZM 可以提高 PTS-ADC 系统的量化精度,降低采样误差。

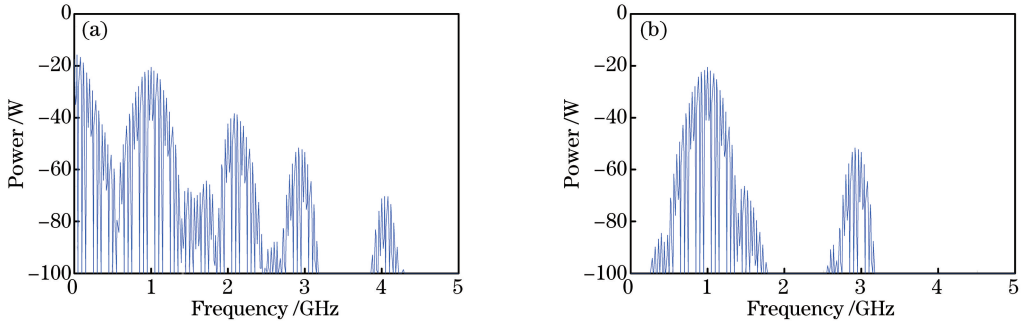


图 6 调制后信号频谱图。(a)单输出 MZM;(b)互补型双 MZM

Fig. 6 Spectra of optical pulse after modulation. (a) Conventional M-Z modulator; (b) complementary dual M-Z modulator

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。将 4 个通道并行采样后的信号点在时域上进行拼接,拼接后的信号采样点如图 7 所示。

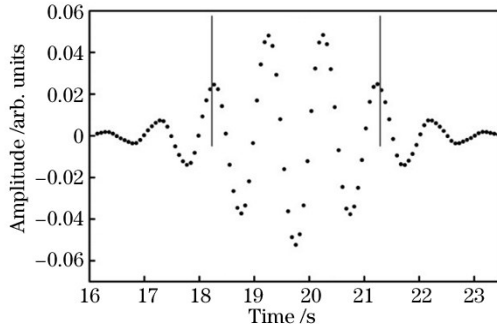


图 7 拼接后的信号采样点

Fig. 7 Sampled signal points after splicing

利用 Matlab 程序对采样后的数据进行处理。如图 7 所示,取采样脉冲中心的 7 个相邻峰(谷)值点,忽略脉冲幅度对系统造成的影响,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,计算平均值并求得 RF 信号的频率。

$$f_1 = Mf_2, \tag{23}$$

式中 f_1 为 RF 信号的频率值, f_2 为下变频后的信号频率。

利用互补型双 MZM 结构的 PTS-ADC 系统对频率为 20 GHz 的 RF 信号进行采样,根据(23)式可以求得采样后信号的频率为 20.18 GHz。同理,求得单输出 MZM 结构的 PTS-ADC 系统采样后的信号频率为 20.66 GHz。

根据相同的采样和量化原理,分别对频率为 10,15,25,30 GHz 的 RF 信号进行采样量化,通过计算得出实验组和对照组的频率值,如表 1 所示。采用互补型双 MZM 作为电光调制器时,PTS-ADC 系统的量化精度提高值如图 8 所示。从图 8 可以看出,相较于传统型 MZM 结构,采用互补型 MZM 结构对光脉冲进行调制,PTS-ADC 系统的精度均得到了明显的提高。但是,受后端电 ADC 量化精度影响,当 RF 信号频率较大时,在相应周期内采样的点数下降,这会对 PTS-ADC 量化精度造成影响,量化精度的提高值随频率增加呈下降趋势。

表 1 PTS-ADC 系统采样后信号频率对比

Table 1 Comparison of signal frequency after sampling in PTS-ADC system

f_{RF} /GHz	$f_{dual-MZM}$ /GHz	$f_{single-MZM}$ /GHz
10	10.21	8.73
15	15.87	16.46
20	20.18	20.66
25	26.54	27.53
30	29.08	28.94

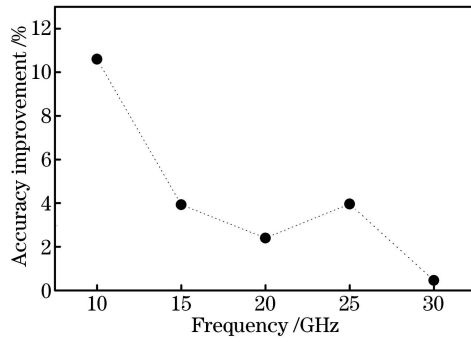


图 8 PTS-ADC 系统精度提高图

Fig. 8 Accuracy improvement of the PTS-ADC system

5 结 论

针对互补型双 MZM 结构对 PTS-ADC 系统的性能影响,理论推导了 PTS-ADC 原理以及互补型双 MZM 抑制二阶谐波产生的过程。通过仿真研究,分别对 5 组不同频率的 RF 信号(10, 15, 20, 25, 30 GHz)进行采样,比较采用互补型双 MZM 和单输出 MZM 作为电光调制器时,PTS-ADC 系统采样获得的 RF 信号频率。仿真结果表明,互补型双 MZM 能够有效抑制二阶谐波的产生,提高了 PTS-ADC 系统的采样精度,从而改善了 PTS-ADC 的系统性能。

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] Kärtner F X, Holzwarth C W, Kim J, *et al.* Photonic analog-to-digital conversion with electronic-photonic integrated circuits[C]. SPIE, 2008, 6898: 689806.
- [4] Khilo A, Sorace C M, Birge J R, *et al.* Accurate photonic analog-to-digital conversion[C]. 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 Hualin. Study on photo-assisted microwave frequency measurement method with improved real-time performance [J]. Chinese J 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 Aquan, Zou Weiwen, Wu Guiling, *et al.* Design and implementation of multi-channel photonic time-stretch analog-to-digital converter[J]. Chinese J 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 Yaran. 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] Cui Y, Xu K, Dai Y, *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.

- [13] Tao Shixing, Deng Xiangyang, Li Jianzhong, *et al.* Real-time measurement of light beat-frequency signal with bandwidth of 56.978 GHz[J]. *Acta Optica Sinica*, 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.
- [14] 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.
- [15] Liu Yunlong. 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.
- [16] Han Y, Jalali B. Photonic time-stretched analog-to-digital converter: Fundamental concepts and practical considerations [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2003, 21(12): 3085-3103.