

# 基于色散补偿光子晶体光纤的双通道光子时间拉伸模数转换器系统研究

王俊达<sup>1</sup>, 陈颖<sup>2</sup>, 陈向宁<sup>2</sup>

<sup>1</sup>装备学院研究生院, 北京 101416;

<sup>2</sup>装备学院光电装备系, 北京 101416

**摘要** 研究了色散补偿光子晶体光纤(DC-PCF)对双通道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 DC-PCF 抑制 PTS-ADC 中三阶谐波产生的原理。设计了一种基于 DC-PCF 的双通道 PTS-ADC 系统,利用 Optisystem 软件对该系统进行仿真研究,分别对 5 组不同的输入射频(RF)信号(16.25, 20.25, 24.25, 28.25, 32.25 GHz)进行模数转换,对比 DC-PCF 和色散补偿光纤(DCF)作为色散介质时系统的有效量化位数等性能参数。仿真结果表明,DC-PCF 能够有效抑制三阶谐波的产生,提高双通道 PTS-ADC 的量化精度。

**关键词** 光纤光学; 色散补偿光子晶体光纤; 光子时间拉伸模数转换器; 色散补偿光纤; 谐波抑制

**中图分类号** TN29 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201737.1206003

## Dual-Channel Photonic Time-Stretched Analog-to-Digital Converter System Based on Dispersion Compensating Photonic Crystal Fiber

Wang Junda<sup>1</sup>, Chen Ying<sup>2</sup>, Chen Xiangning<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Graduate School, Academy of Equipment, Beijing 101416, China;

<sup>2</sup> Department of Photoelectric Equipment, Academy of Equipment, Beijing 101416, China

**Abstract** The effect of dispersion compensating photonic crystal fiber (DC-PCF) on dual-channel photonic time-stretched analog-to-digital converter (PTS-ADC) is studied. The principle that DC-PCF can suppress third-order harmonic in PTS-ADC is theoretically verified. The dual-channel PTS-ADC based on DC-PCF is designed and simulated with the Optisystem software. The effective number of bits (ENOB) of PTS-ADC is simulated and compared between DC-PCF and dispersion compensation fiber (DCF) as dispersive mediums under the condition of five different input radio frequencies (RF) signals (16.25, 20.25, 24.25, 28.25, 32.25 GHz). The simulation results show that DC-PCF can effectively suppress the generation of third-order harmonics and improve the quantization resolution of dual channel PTS-ADC system.

**Key words** fiber optics; dispersion compensating photonic crystal fiber; photonic time-stretched analog-to-digital converter; dispersion compensating fiber; harmonic suppression

**OCIS codes** 060.5295; 230.2035

## 1 引 言

随着科学技术的高速发展,通信、雷达、电子对抗和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”,量化精度很难提升<sup>[1]</sup>。针对这一问题,国内外先后提出多种光模数转换器方案<sup>[2-9]</sup>。光采样电量化 ADC 采用锁模激光光源作为采样源,具有低时间抖动和高重复频率的特性,可以克服电 ADC

**收稿日期:** 2017-05-18; **收到修改稿日期:** 2017-07-20

**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

“瓶颈”制约,能有效提高 ADC 的采样速率及量化精度,是目前主流的研究方向。加利福尼亚大学的 Han 等<sup>[10]</sup>提出了光子时间拉伸模数转换器(PTS-ADC)方案,该方案利用马赫-曾德尔(MZM)电光调制器将高速宽带信号调制到光脉冲上,通过色散补偿光纤(DCF)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<sup>[11]</sup>,降低了对后端电 ADC 的采样速率和量化精度的要求。

在 Jalali 的方案中,对光脉冲进行展宽时需要使用千米级的 DCF,光脉冲在 DCF 中传播时极易产生三次谐波,功率损耗也很大,使用掺铒光纤放大器对光脉冲放大时也会引入噪声,这些都会对系统精度造成影响。针对上述问题,本文利用色散补偿光子晶体光纤(DC-PCF)代替 DCF 抑制三阶谐波的产生,采用双通道并行采样结构提高系统采样速率。通过理论推导,对 DC-PCF 抑制三次谐波产生的原理进行了验证。通过仿真建模对双通道 PTS-ADC 系统进行了仿真实验。结果表明,DC-PCF 能够有效抑制三阶谐波的产生,提高 PTS-ADC 系统的量化精度。

## 2 原理论证

双通道 PTS-ADC 系统,利用后端的电 ADC 进行采样量化时,为了防止电 ADC 的时间抖动对系统量化造成影响,通常使用较长的 DCF 对光脉冲进行时域拉伸。光脉冲在时域拉伸过程中极易产生三阶谐波,从而影响拉伸后光脉冲的平坦性。当利用具有时间抖动的电 ADC 采样时,采样点的幅度变化较大,降低了系统的量化精度。因此,通过公式对高斯脉冲在光纤传播中产生三阶谐波的过程进行理论推导。

当一束频率为  $\omega$  的高斯脉冲入射时,由于介质的三阶非线性电极化效应,容易产生一束频率为  $3\omega$  的倍频光波。三阶非线性效应产生的三次谐波极化强度为

$$\mathbf{P}^{(3)}(3\omega) = \epsilon_0 \chi^{(3)}(3\omega; \omega, \omega, \omega) \mathbf{E}^3(\omega), \quad (1)$$

式中  $\epsilon_0$  为真空介电常数,  $\chi^{(3)}$  为三阶电极化率,  $\mathbf{E}(\omega)$  为基波的复振幅。

三次谐波光波场沿  $z$  方向传播的平面波的慢变振幅近似波方程为

$$\frac{\partial \mathbf{E}(3\omega)}{\partial z} = j \frac{3\omega}{2\epsilon_0 c n_{3\omega}} \mathbf{P}^{(3)}(3\omega) \exp(-j\Delta kz), \quad (2)$$

式中  $j$  为复数,  $\Delta k = 3\omega(n_{3\omega} - n_\omega)/c$ ,  $c$  为真空中的光速,  $n_{3\omega}$  和  $n_\omega$  分别为三次谐波和基波在非线性介质中的折射率。将 (1) 式代入 (2) 式中求得

$$\frac{\partial \mathbf{E}(3\omega)}{\partial z} = j \frac{3\omega}{2cn_{3\omega}} \chi^{(3)} \mathbf{E}^3(3\omega; \omega, \omega, \omega) \exp(-j\Delta kz). \quad (3)$$

在小信号近似下,基频光脉冲随  $z$  的变化忽略不计,  $\mathbf{E}(z, \omega) = \mathbf{E}(0, \omega)$  可得

$$\frac{\partial \mathbf{E}(3\omega)}{\partial z} = j \frac{3\omega}{2cn_{3\omega}} \chi^{(3)} \mathbf{E}_0^3 \exp(-j\Delta kz), \quad (4)$$

则三次谐波的光电场为

$$E(3\omega, z) = \frac{3\omega}{2cn_{3\omega}} \chi^{(3)} E_0^3 \exp(-j\Delta kz) \frac{\sin(\Delta kz/2)}{(\Delta kz/2)}. \quad (5)$$

式中  $E_0$  为入射基波振幅。基波在  $z=0$  处的光强为  $I_\omega(0) = \frac{1}{2} \epsilon_0 c n_\omega |E_0|^2$ , 则三次谐波在  $z=L$  处光强为

$$I_{3\omega}(L) = \frac{1}{2} \epsilon_0 c n_{3\omega} |E_3(L)|^2 = \frac{9\omega^2 L^2}{\epsilon_0^2 c^4 n_{3\omega} n_\omega^3} |\chi^{(3)}|^2 I_\omega^3(0) \text{sinc}^2(\Delta kL/2). \quad (6)$$

DCF 在 1550 nm 处的色散系数的典型值通常为  $-100 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$ ; 而由在普通石英光纤中沿轴向添加周期性排列的空气孔形成的端面呈二维周期性光子晶体结构的 DC-PCF, 其色散系数的典型值为  $-500 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$ <sup>[12]</sup>。图 1 为六角形双层芯 DC-PCF 的断面图,  $d$  为空气孔直径,  $\Lambda$  为孔间间距,  $d_0$  为外层芯空气孔直径。因此, 在相同的时域展宽条件下, DC-PCF 的长度远远小于其他两种光纤。DCF 通常由  $\text{SiO}_2$  晶体构成, 所以在 1550 nm 处的折射率典型值为 1.45, 而 PCF 的有效折射率典型值也是 1.45。并且, 两者在三阶谐波处的有效折射率相近。

$\text{SiO}_2$  属于反演对称结构, 所以二阶电极化率  $\chi^{(2)} = 0$ , 排除高阶电极化率对系统造成的影响, 可得

$$n^2 = [1 + \chi^{(1)} + \chi^{(3)} E^2]. \quad (7)$$

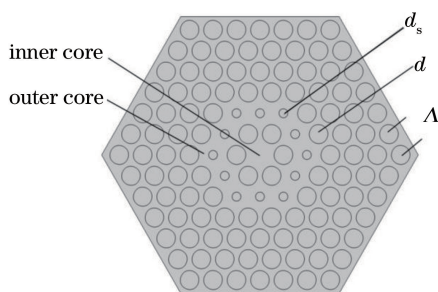


图 1 DC-PCF 典型结构图

Fig. 1 Structure of DC-PCF

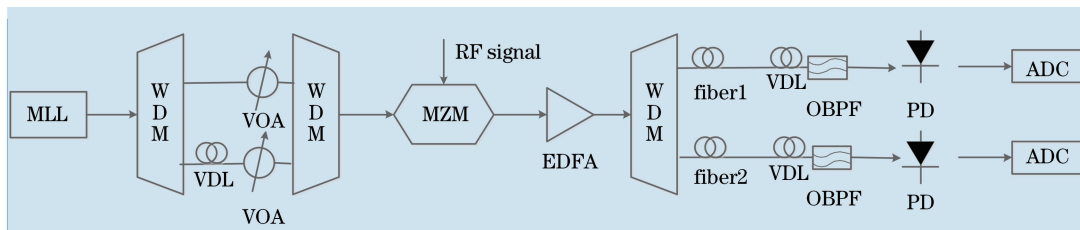
结合(6)式和(7)式可以得出在使用 3 种不同光纤时,三次谐波的大小主要取决于光纤长度的平方项,所以在脉冲拉伸倍数相同的情况下,光脉冲在 DC-PCF 中传播产生的三次谐波小于 DCF 中产生的三次谐波。而且 DC-PCF 色散系数大、损耗小,可以减少掺铒光纤放大器(EDFA)对脉冲放大时噪声的引入,有利于提高系统的量化精度。

### 3 系统结构及仿真设计

在 DC-PCF 抑制三阶谐波产生的理论推导的基础上,设计基于 DC-PCF 双通道 PTS-ADC 系统结构,在 Optisystem7.0 软件中构建该系统的仿真环境,仿真研究 DC-PCF 对双通道 PTS-ADC 系统性能的影响。

#### 3.1 基于 DC-PCF 的双通道 PTS-ADC 系统结构设计

双通道 PTS-ADC 系统结构设计如图 2 所示。被动锁模激光器产生宽频谱的超窄光脉冲序列,经波分复用器(WDM)分成 2 路,在通道 2 加上固定的时间延迟后,通过波分复用器重新整合成 1 束倍频的采样光序列。包含不同频率成分的光序列在 MZM 中对射频(RF)信号进行采样,最后重新分成 2 路不同波长的信号,分别通过光电探测器转换为电信号供电 ADC 进行量化和数据处理。



MLL: mode-locked laser; WDM: wavelength division multiplexer; VDL: variable delay line; VOA: variable optical attenuator; EDFA: erbium doped fiber amplifier; OBPF: optical band-pass filter; ADC: analog-to-digital converter

图 2 双通道 PTS-ADC 系统结构图

Fig. 2 Structure of dual-channel PTS-ADC system

#### 3.2 仿真系统构建

在 Optisystem7.0 中对基于 DC-PCF 的双通道 PTS-ADC 系统进行仿真,其仿真结构如图 3 所示,图中 LPF 为高斯低通滤波器。在仿真中,采用 DC-PCF 作为色散光纤,色散系数为  $-1400 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$  (1550 nm 处)<sup>[13]</sup>,长度为 0.15 km;采用 DCF 作为对照组,其色散系数为  $-140 \text{ ps} \cdot \text{km}^{-1} \cdot \text{nm}^{-1}$  (1550 nm 处),长度为 1.5 km。另外,激光器产生的脉冲重复频率为 2 GHz,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。

光脉冲经过 WDM、光纤延迟线、可调光衰减器(VOA)以及光复用器,可以产生波长时间交织的光脉冲序列。WDM 两通道的中心波长分别设置为 1554.1 nm 和 1550.9 nm,带宽为 1.2 nm。在第 2 路增加光纤延迟线,将光脉冲延迟 0.25 ns,使倍频后的光脉冲在原脉冲的一个周期内等间距地分布 2 个脉冲信号。VOA 用于调整 2 路信号的功率,使其保持一致。最后,通过复用器再将 2 路中心波长不同的信号合成为 1 路信号,使采样光脉冲重复频率提高为原来的 2 倍。产生的波长时间交织的光脉冲序列如图 4 所示。

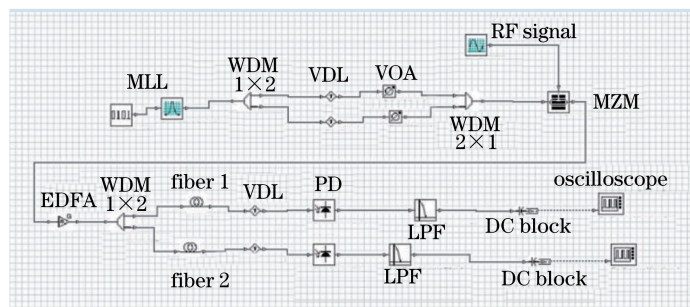


图 3 双通道 PTS-ADC 仿真结构图

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

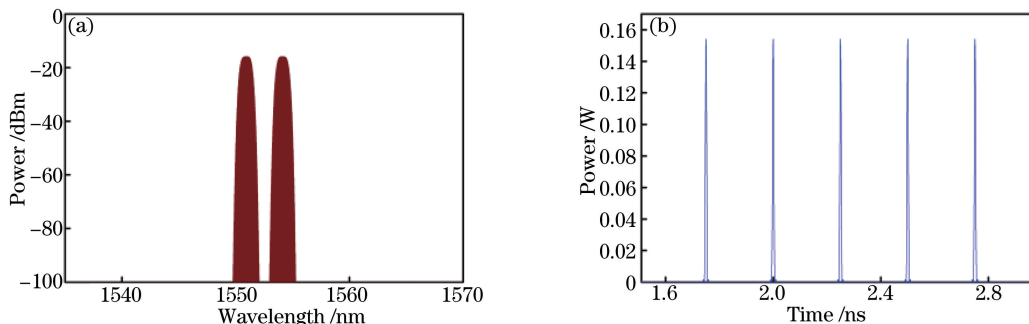


图 4 波长时间交织采样光脉冲序列时域和频域光谱分布。(a) 锁模激光器频谱图；(b) 时域放大图

Fig. 4 Spectral distribution of time domain and frequency domain of optical pulse sequences by wavelength-time-interleaved sample. (a) Spectrum of mode-locked laser; (b) time-domain amplification

交织后的光脉冲在 MZM 中对 RF 信号进行光采样。对采样后的信号利用 EDFA 进行功率放大,再对其解复用分成 2 路。然后,分别利用 2 段相同长度的色散光纤对光脉冲在时域上进行展宽。因为不同中心波长的光脉冲在色散光纤中的群速度色散不同,所以会产生时域上的位移。在时间拉伸后利用光纤延迟线,保证时域拉伸后的光脉冲在时域上等距分布。最终,时域展宽后的脉冲经光电探测器转换为电信号,经过滤波放大输入示波器。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 2 路信号分别进行采样和量化,然后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。

## 4 仿真结果及分析

### 4.1 仿真实验及结果分析

在仿真中,加载频率为 28.25 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,通过解波分复用器分成 2 路,分别经相同长度的色散光纤进行时域展宽,图 5 和图 6 分别为光脉冲经 DC-PCF 和 DCF 时域拉伸后的分布图。

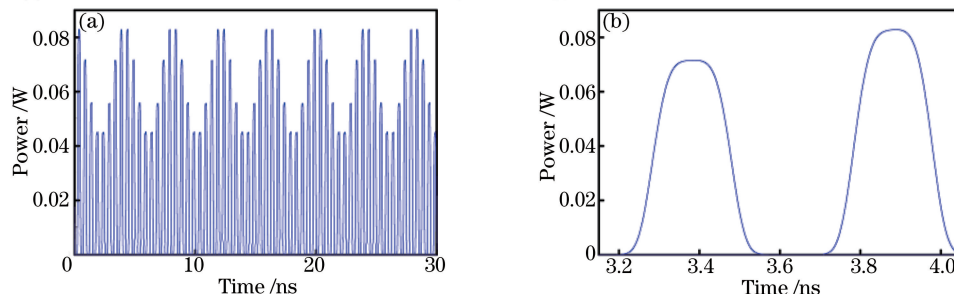


图 5 经过 DC-PCF 后的时域展宽。(a) 通道 1 时域图；(b) 时域放大图

Fig. 5 Time-domain broadening of optical pulse after DC-PCF.

(a) Time domain diagram of channel 1; (b) enlarged time domain diagram

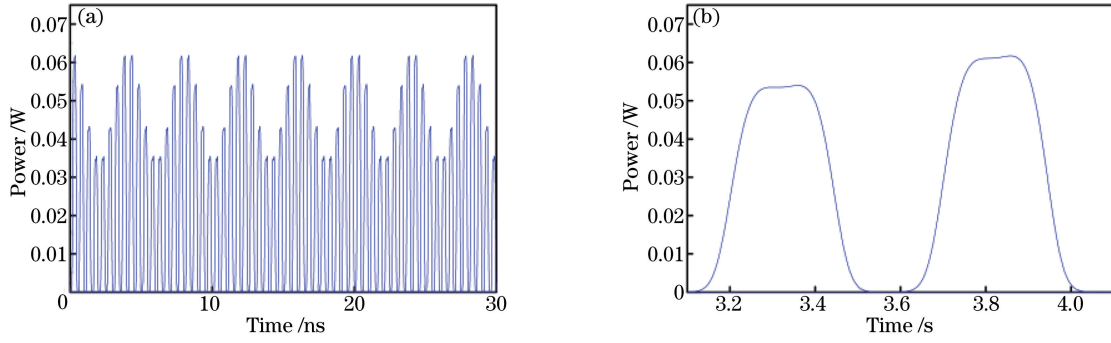


图 6 经过 DCF 后的时域展宽。(a) 通道 1 时域图；(b) 时域放大图

Fig. 6 Time-domain broadening of optical pulse after DCF.

(a) Time domain diagram of channel 1; (b) enlarged time domain diagram

比较图 5 和图 6 所示的对照组时域拉伸后的分布图可以发现,在相同展宽条件下,经过 DC-PCF 的光脉冲由于三次谐波分量较低,三阶谐波与基波在时域上叠加后光脉冲的畸变较小,相较于由 DCF 展宽的光脉冲更加平坦,有利于后端电 ADC 对其进行采样及量化。

使用时间抖动区间为  $\pm 0.04$  ns 的电 ADC 进行采样,其量化幅度区间随输入信号的幅度而调整。当 RF 信号频率为 28.25 GHz 时,采用 DC-PCF 作为色散光纤,双通道并行采样后的信号点、拼接后信号点以及信号拟合曲线如图 7 所示。

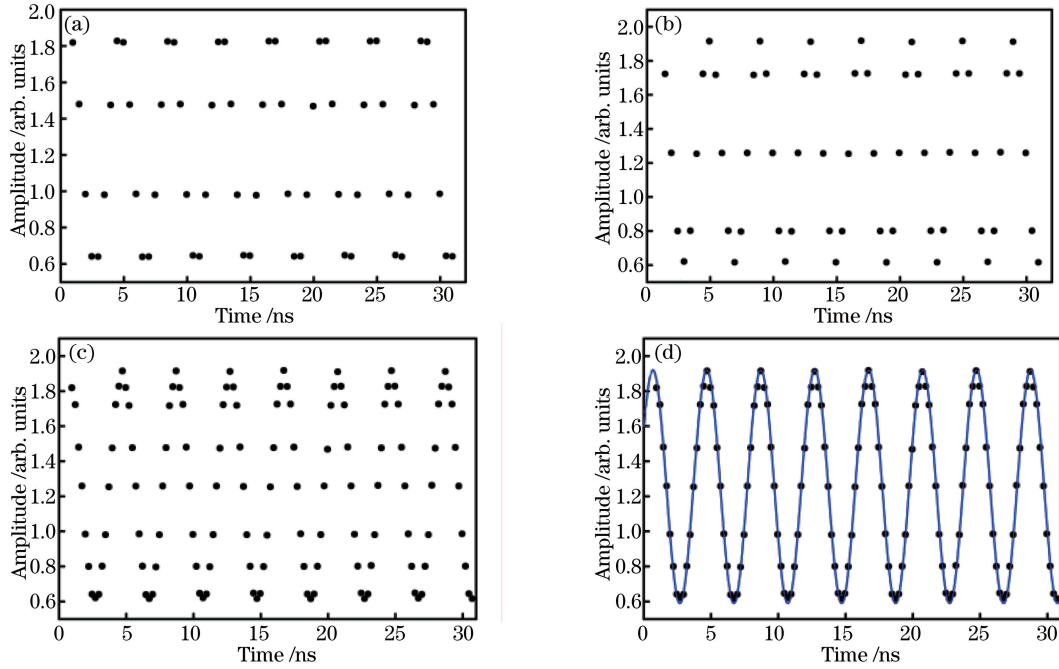


图 7 DC-PCF。(a) 通道 1；(b) 通道 2；(c) 拼接后信号的时域图；(d) 信号拟合曲线

Fig. 7 DC-PCF. (a) Channel 1; (b) channel 2; (c) time domain diagram of two signals overlapped; (d) signals after fitting

以理想采样信号作为参考信号,拟合后信号的信纳比(SINAD,  $R_{\text{SINAD}}$ )和有效量化位数(ENOB,  $B_{\text{ENOB}}$ ),可得<sup>[14]</sup>

$$R_{\text{SINAD}} = 20 \lg \frac{R_{\text{MS\_signal}}}{R_{\text{MS\_noise}}} = 38.30, \quad (8)$$

$$B_{\text{ENOB}} = \frac{R_{\text{SINAD}} - 1.76}{6.02} = 6.07, \quad (9)$$

式中  $R_{\text{MS\_signal}}$  为信号的均方根值,  $R_{\text{MS\_noise}}$  为信号噪声的均方根值。

当 RF 信号频率为 28.25 GHz 时,采用 DCF 作为色散光纤,双通道并行采样后的信号点、拼接后信号点以及拟合曲线如图 8 所示。同理,计算求得拟合后信号的 SINAD 为 32.04,有效量化位数为 5.03。

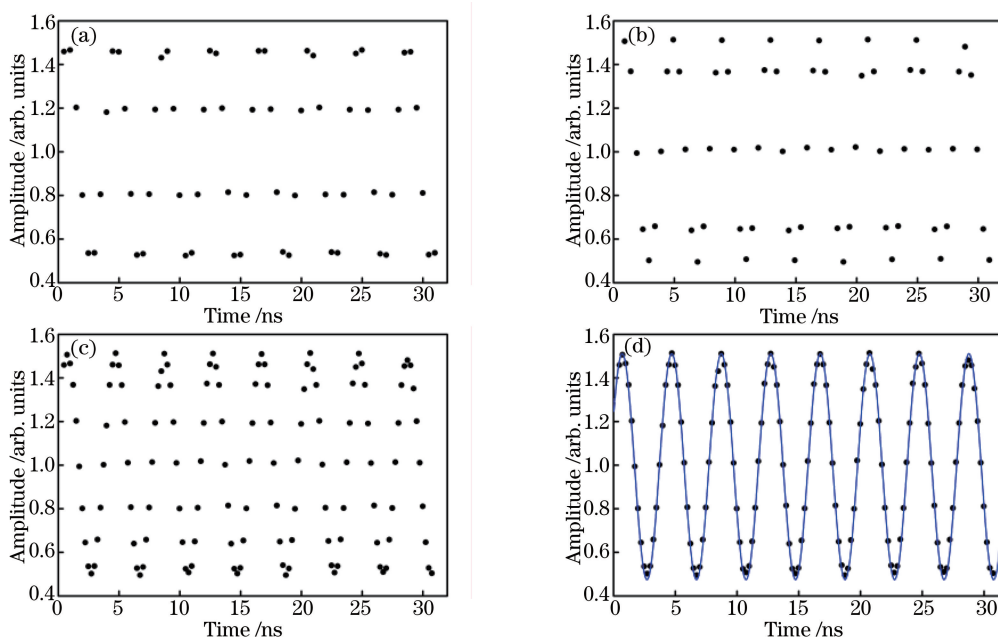


图 8 DCF。(a) 通道 1；(b) 通道 2；(c) 拼接后信号的时域图；(d) 信号拟合曲线

Fig. 8 DCF. (a) Channel 1; (b) channel 2; (c) time domain diagram of two signals overlapped; (d) signals after fitting

从图 7 和图 8 中可以明显地看出,采用 DC-PCF 时系统的采样点的曲线拟合度更高,采样点因为电 ADC 时间抖动造成的幅度变化更小。

根据相同的采样和量化原理,分别对频率为 16.25, 20.25, 24.25, 32.25 GHz 的 RF 信号进行采样量化,通过计算得出实验组和对照组相应的有效量化位数,如图 9 所示。相较于 DCF,采用 DC-PCF 作为色散光纤,PTS-ADC 系统的有效量化位数均得到了明显的提高。

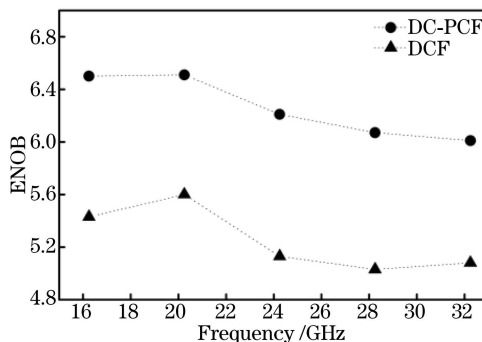


图 9 PTS-ADC 系统有效位数对比图

Fig. 9 PTS-ADC system ENOB contrast diagram

## 4.2 系统性能限制因素分析及改进

### 4.2.1 多通道一致性

通道一致性理想的系统,其波长时间交织的采样光脉冲在时域上等间隔、幅度值一致。但是,实际系统复杂,且受电子线路以及周围环境的影响,各个通道引入不同误差,从而导致通道间的不一致性对系统性能影响不可忽略。

光脉冲时序不一致,即脉冲间的间隔不一致,用这样的光脉冲采样,虽然能够正确地表征原始信号,但是后期拼接各个通道的数据点时必须知道各通道的实际间隔才能完整地恢复信号。而后期拼接时默认各个通道等时间间隔,因此恢复出来的信号精度必然降低。在仿真中,将第 2 路信号通道延迟设置为 0.2 ns,加载 28.25 GHz 的信号进行仿真,经采样和拼接之后实验组和对照组的时域图如图 10 所示。

从图 10 的时域图可以看出,经拟合后含有时序误差的信号拟合程度不高,信号质量下降严重,但实验组的拟合度高于对照组。采用 DC-PCF 时系统的 ENOB 为 2.97,采用 DCF 时系统的 ENOB 为 2.43。由此可

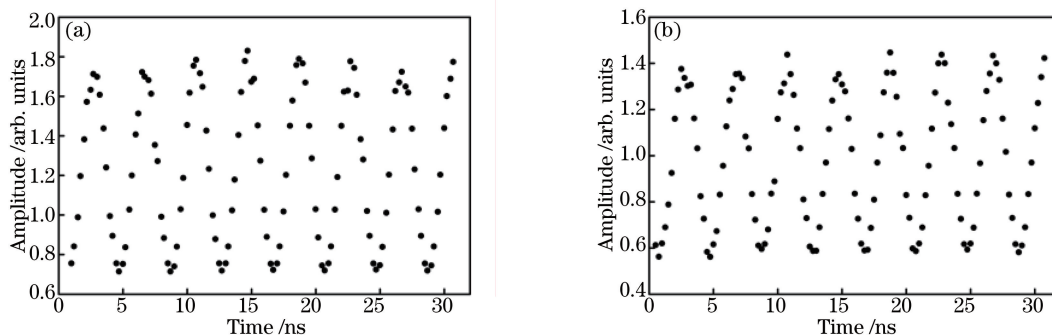


图 10 脉冲序列时序不一致时采样恢复信号。(a) DC-PCF; (b) DCF

Fig. 10 Sampling recovery signal when pulse sequence timing is inconsistent. (a) DC-PCF; (b) DCF

可以看出,采样光脉冲序列时序不一致会明显降低系统性能,但是采用 DC-PCF 可以有效提高系统的 ENOB。所以,在实际实验系统设计中应该通过可变延时器(VDL)尽量调整通道间的时间间隔,保持通道间的一致性。

#### 4.2.2 信号幅度及最佳调制深度

调制深度是衡量 MZM 线性程度的物理量,同时也决定了系统的信噪比。调制深度越高,被调制信号的非线性程度越大,信号失真越严重。调制深度可表示为

$$m = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}, \quad (10)$$

该式与输入信号的幅度、输入光波强度以及调制器的传输曲线有关,根据消光比概念,可将(10)式转化为调制深度与消光比的关系式,如

$$m = \frac{R - 1}{R + 1}, \quad (11)$$

式中  $m$  为调制深度,  $I_{\max}$  和  $I_{\min}$  分别为调制后光波的最大值和最小值,  $R$  为调制器的消光比。

利用 DC-PCF 作为色散光纤,加载频率为 28.25 GHz 的 RF 信号,利用理想的电 ADC 进行采样和量化。将不同调制深度下测得的系统有效位数作图,获得有效位数与调制深度的关系图如图 11 所示。从图 11 可以看出,系统的有效位数随调制深度变大而具有极大值,这是由于过低或者过高的调制深度都会造成系统精度的丢失:调制深度过低,噪声功率与信号功率相当,从而造成信噪比减小,引起系统有效位数降低;调制深度过高,信号失真程度越大,恢复出的信号的谐波分量增大,同样也会造成系统有效位数降低。因此,为保证系统的精度,应当选择适当的调制深度。本项目设计的系统最佳调制深度为 45%左右,在 45%的调制深度下,系统的有效位数为 6.21。

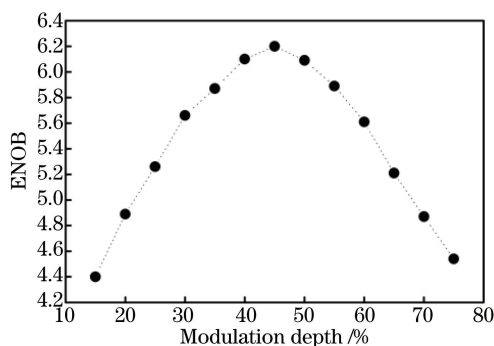


图 11 调制深度与 ENOB 关系图

Fig. 11 Relationship between modulation depth and ENOB

## 5 结 论

针对 DC-PCF 对双通道 PTS-ADC 系统的性能影响,理论推导了高斯脉冲在光纤传播中产生三阶谐波的过程。通过仿真研究,分别对 5 组不同频率的 RF 信号(16.25, 20.25, 24.25, 28.25, 32.25 GHz)进行采样,比较采用 DC-PCF 和 DCF 作为色散光纤时,双通道 PTS-ADC 系统的有效量化位数。仿真结果表明,

DC-PCF能够有效抑制三阶谐波的产生,提高双通道 PTS-ADC 系统的有效量化位数,从而改善 PTS-ADC 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 LiNbO<sub>3</sub> QPM waveguides using an EDFA as a pump source[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2003, 15(7): 954-956.
- [3] Kärtner F X, Amatya R, Araghchini M, *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.
- [5] 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.
- [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] Qian Aqun, 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.
- [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] 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.
- [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] Bai Yucheng, Wang Qiuguo. Production and application of continuous spectrum in photonic crystal fiber[M]. Beijing: Science Press, 2015.  
白成林, 王秋国. 光子晶体光纤中超连续谱产生及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2015.
- [13] Li S, Yu C X, Kang Z, *et al.* Experimental demonstration of impact of optical nonlinearity on photonic time stretched analog-to-digital converter based on photonic crystal fiber[J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2015, 126(24): 4936-4939.
- [14] Gao Guangtian. Analog to digital converter application [M]. Beijing: Science Press, 2001.  
高光天. 模数转换器应用技术[M]. 北京: 科学出版社, 2001.