

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

夏楠¹ 陈颖² 陈向宁² 邹卫文^{1*} 吴龟灵¹ 陈建平¹

(¹ 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)

² 解放军装备指挥技术学院光电装备系, 北京 101416

摘要 光子时间拉伸模数转换(PTS-ADC)系统利用光纤中的色散效应对被采样模拟信号进行时间拉伸和带宽压缩,可大幅提高电模数转换器(ADC)的采样率和带宽。现有的 PTS-ADC 系统需要很长的色散光纤作为传输介质,它所带来的损耗限制了系统信噪比(SNR)和有效比特位(ENOB)。虽可通过提高光脉冲功率来改善系统的 SNR,但色散光纤中的非线性效应利用了信噪比的提升。从理论推导、数值仿真和实验验证三个方面综合分析了非线性效应对 PTS-ADC 系统性能的影响,包括系统功率传输函数、载波与谐波功率比(CIR)。结果表明:第一段色散光纤中的非线性效应不会使得被采样模拟信号失真,相反地会提高系统带宽和 CIR;而第二段色散光纤中的非线性效应则会恶化系统性能,应予以避免。

关键词 光通信;模数转换器;时间拉伸;色散;非线性

中图分类号 TN929 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201434.0606002

Impact of Nonlinearity Effect on the Performance of Photonic Time-Stretch Analog-to-Digital Converter System

Xia Nan¹ Chen Ying² Chen Xiangning² Zou Weiwen¹ Wu Guiling¹ Chen Jianping¹

¹ State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks,
Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China

² Department of Optoelectronic Equipment, Academy of Equipment, Beijing 101416, 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 and compress its bandwidth, which can highly improve the sampling rate and bandwidth of electrical analog-to-digital converter (ADC). The PTS-ADC system needs a large length of dispersion fiber as the transmission medium, whose loss limits the signal-to-noise ratio (SNR) and effective number of bit (ENOB). Although it is possible to improve the system's SNR by increasing the optical pulse power, the system can be influenced by the nonlinearity effect in fiber. The impact of the nonlinearity effect on the performance of PTS-ADC system including power transfer function and carrier-to-interference ratio (CIR) is analyzed from the theoretical, numerical and experimental results. It shows that the nonlinearity effect occurring in the first spool of dispersion fiber cannot distort the sampled analog signal, contrarily it can improve the system's bandwidth and CIR. However, the nonlinearity effect in the second spool of dispersion fiber call deteriorate the system performance and should be refrained.

Key words optical communications; analog-to-digital converter; time-stretch; dispersion; nonlinearity

OCIS codes 060.2330; 060.4370; 070.1170

收稿日期: 2013-11-25; **收到修改稿日期**: 2014-02-13

基金项目: 国家自然科学基金(61127016,61007052,61071011)、科技部国际合作项目(2011DFA11780)、教育部回国基金项目、上海市学科带头人计划(12XD1406400)、上海市浦江人才计划(12PJ1405600)

作者简介: 夏楠(1988—),男,硕士研究生,主要从事光子时间拉伸模数转换系统方面的研究。

E-mail: nanxia1988@gmail.com

导师简介: 陈建平(1962—),男,博士,教授,主要从事光子信号处理系统和集成方面的研究。

E-mail: jpchen62@sjtu.edu.cn

* **通信联系人**。E-mail: wzou@sjtu.edu.cn

1 引 言

模数转换器(ADC)是现代数字处理技术(DSP)的核心器件,在现代通信、数字化雷达和生物成像等领域具有重要应用^[1-2]。然而,电 ADC 的性能受到采样时钟抖动、采样保持电路的建立时间、比较器模糊等因素的限制,无法同时实现高采样率和大有效比特位(ENOB),因此需要通过其他技术来突破电 ADC 的瓶颈。与电子学相比,光子学在速度上具有明显优势,锁模激光器输出的超短光脉冲不仅脉宽很小,而且其抖动比电脉冲小几个数量级^[3]。近年来国内外先后提出了几种基于光子学的模数转换器(PADC)^[4-11],有些方案虽可实现较高的 ENOB^[5-6],但模拟带宽和采样率仍然不高(例如文献[5]中系统的模拟带宽只有 733 MHz,文献[6]中系统的采样率仅为 4 GS/s)。基于时间拉伸的光模数转换(PTS-ADC)系统相对于其他的 PADC,具有超高采样率和超宽模拟带宽的优势^[12]。它主要由以下三个过程组成:被动锁模光纤激光器发出的超短光脉冲经过第一段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;啁啾光脉冲再经过第二段色散介质后被进一步展宽,输入的模拟电信号在时间上被拉伸(在频域上被压缩),即光子时间拉伸过程;最后,该输入的模拟信号通过光电探测器后进入后端电 ADC 进行量化处理,即电量化过程,由于 PTS-ADC 系统中的被采样模拟电信号在频域被压缩,因此只需较低带宽的电 ADC 进行量化即可。在 PTS-ADC 系统中,色散补偿光纤(DCF)和单模光纤(SMF)相比,是一种较理想的色散介质,

这是由于其色散系数更高且色散-损耗比较大。迄今为止,采样率为 10 TS/s 以及输入模拟信号频率达到 108 GHz 的 PTS-ADC 系统虽已有报道^[13-14],但该系统需要很长的 DCF 作为传输介质,传输损耗较大,因此系统信噪比(SNR)和 ENOB 与其他 PADC 基本相同。

提高 PTS-ADC 中光脉冲功率是提高系统 SNR 和 ENOB 的一种有效途径,然而过高功率的光脉冲会在 DCF 中产生较强非线性效应^[15]。本文从理论推导、数值仿真和实验验证三个方面研究了 PTS-ADC 系统中非线性效应对系统性能的影响,包括系统功率传输函数(PTF)、载波与谐波功率比(CIR)等。

2 理论推导

PTS-ADC 系统的结构框图如图 1 所示,其工作原理如下:被动锁模光纤激光器发出的超短光脉冲首先经过第一段 DCF(长度为 L_1 ,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的速度传播,使光脉冲在时间上展宽,形成啁啾光脉冲。输入的模拟电信号通过马赫-曾德尔(Mach-Zehnder)EOM 加载到啁啾光脉冲上,再经过第二段 DCF(长度为 L_2 ,色散量为 D_2)后,模拟电信号被展宽,频率带宽被压缩。最后模拟电信号被光电探测器检测,再经过电 ADC 进行量化处理。当第一和第二段 DCF 具有相同的二阶色散系数 β_2 时,模拟信号的拉伸倍数可表示为^[11]

$$M = \frac{D_1 + D_2}{D_1} = 1 + \frac{L_2}{L_1}. \quad (1)$$

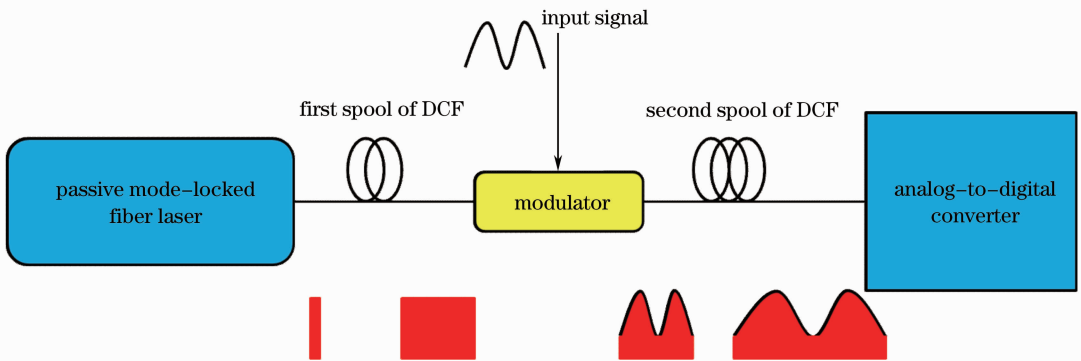


图 1 光子时间拉伸模数转换系统结构示意图

Fig. 1 Block diagram of the photonic time-stretch analog-to-digital converter

下面针对两种不同情况,对 PTS-ADC 系统的性能进行建模分析,一种是仅有 GVD 效应,另一种是非线性效应和 GVD 效应同时存在。

2.1 仅考虑 GVD 效应

假设被动锁模光纤激光器发出的超短脉冲的电场频域表示为 $E_1(\omega)$,若仅考虑 DCF 中的 GVD

效应,则当光脉冲通过第一段 DCF 后,其电场可表示为^[16]

$$E_2(\omega) = E_1(\omega) \exp\left(\frac{j\beta_2\omega^2 L_1}{2}\right). \quad (2)$$

当 Mach-Zehnder EOM 工作在正交偏置点时,角频率为 ω_{RF} 的模拟电信号被调制到啁啾光脉冲上后,

其电场在时间域可表示为^[17]

$$E_3(t) = E_2(t) \cos\left(\frac{\pi}{4} + \frac{m}{2} \cos \omega_{\text{RF}} t\right), \quad (3)$$

式中 m 表示调制深度。利用贝塞尔函数特性,(3)式可展开为

$$E_3(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_2(t) \left[J_0\left(\frac{m}{2}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} 2c(n) J_n\left(\frac{m}{2}\right) \cos(n\omega_{\text{RF}} t) \right], \quad (4)$$

式中 $c(n) = (-1)^{n/2}$, n 为偶数,或者 $c(n) = (-1)^{(n+1)/2}$, n 为奇数, $J_n(\cdot)$ 为 n 阶贝塞尔函数。

当被调制的模拟电信号的光脉冲经过第二段 DCF 后,其电场可表示为

$$E_4(\omega) = E_3(\omega) \exp\left(\frac{j\beta_2\omega^2 L_2}{2}\right), \quad (5)$$

联立(2)~(5)式,光脉冲经过光电探测器后的电场可表示为

$$E_4(\omega) = J_0\left(\frac{m}{2}\right) E_{\text{env}}(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} c(n) J_n\left(\frac{m}{2}\right) \exp(in^2\phi_D) \times \left[E_{\text{env}}\left(\omega - \frac{n\omega_{\text{RF}}}{M}\right) + E_{\text{env}}\left(\omega + \frac{n\omega_{\text{RF}}}{M}\right) \right], \quad (6)$$

$$E_{\text{env}}(\omega) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_1(\omega) \exp\left[\frac{j\beta_2\omega^2(L_1 + L_2)}{2}\right], \quad (7)$$

式中色散引入的相位表示为

$$\phi_D = \frac{1}{2}\beta_2\left(\frac{L_2}{M}\right)\omega_{\text{RF}}^2, \quad (8)$$

其中 M 为拉伸倍数。利用逆傅里叶变换,输出的光脉冲电场在时域可表示为

$$E_4(t) = J_0\left(\frac{m}{2}\right) E_{\text{env}}(t) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} c(n) J_n\left(\frac{m}{2}\right) \exp(in^2\phi_D) E_{\text{env}}(t) \cos\left(\frac{n\omega_{\text{RF}} t}{M}\right), \quad (9)$$

其中 $E_{\text{env}}(t)$ 是 $E_{\text{env}}(\omega)$ 的逆傅里叶变换。

最后,经过光电探测器的光电流可以表示为

$$I(t) = K E_4(t) E_4^*(t), \quad (10)$$

$$K = (c\epsilon_0 n/2) R_{\text{PD}} A_{\text{eff}}, \quad (11)$$

式中 R_{PD} 为光电探测器的响应, n_0 为折射率, c 为光速, ϵ_0 为真空电导率, A_{eff} 为光纤有效模场面积。利用贝塞尔函数的特性 $J_n(m) = (1/2^n n!) m^n$, $J_p(m) J_q(m) = (1/2^{p+q} p! q!) m^{p+q}$, 并且只考虑二次谐波(更高次谐波分量很小,一般不需考虑),将(9),(10)两式联立,则光电流可表示为

$$I(t) = I_{\text{env}}(t) \left\{ 1 - m \cos \phi_D \cos \frac{\omega_{\text{RF}} t}{M} + \frac{m^2}{8} [1 - \cos(4\phi_D)] \cos\left(2 \frac{\omega_{\text{RF}} t}{M}\right) \right\}, \quad (12)$$

$$I_{\text{env}}(t) = K E_{\text{env}}(t) E_{\text{env}}^*(t). \quad (13)$$

由(12)式可得出 PTS-ADC 系统的 PTF 和 CIR,分别表示为

$$f_{\text{PT}} = 10 \lg \cos^2(\phi_D), \quad (14)$$

$$f_{\text{CIR}} = 10 \lg \frac{64 \cos^2 \phi_D}{m^2 [1 - \cos(4\phi_D)]^2}, \quad (15)$$

2.2 同时考虑 GVD 和非线性效应

当非线性效应发生在第二段 DCF 时,光脉冲经过第二段 DCF 后,(5)式中的光电场变为

$$E'_4(\omega) = E_3(\omega) \exp\left[\frac{j\beta_2\omega^2 L_2}{2} + i\phi_{\text{NL}}(P_2, L_2)\right], \quad (16)$$

式中 P_2 为光脉冲进入第二段 DCF 时的峰值功率, $\phi_{\text{NL}}(P_2, L_2)$ 是与进入第二段光纤时的光脉冲峰值功率及光纤长度相关的非线性相移。该非线性相移可表示为^[15]

$$\phi_{\text{NL}}(P_2, L_2) = \gamma P_2 L_1 \ln M, \quad (17)$$

式中 γ 为光纤的非线性系数,光脉冲经过光电探测器后,(12)式中的光电流变为

$$I_1(t) = I_{\text{env}}(t) \left\{ 1 - m \cos[\phi_D + \phi_{\text{NL}}(P_2, L_2)] \cos \frac{\omega_{\text{RF}} t}{M} + \frac{m^2}{8} \{ 1 - \cos[4\phi_D + \phi_{\text{NL}}(P_2, L_2)] \} \cos\left(2 \frac{\omega_{\text{RF}} t}{M}\right) \right\}. \quad (18)$$

(14)式中的系统功率传输函数变为

$$f_{PT2} = 10\lg \cos^2[\phi_D + \phi_{NL}(P_2, L_2)], \quad (19)$$

(15)式中的 CIR 变为

$$f_{CIR2} = 10\lg \frac{64\cos^2[\phi_D + \phi_{NL}(P_2, L_2)]}{m^2 \{1 - \cos[4\phi_D + \phi_{NL}(P_2, L_2)]\}^2}. \quad (20)$$

根据(18)~(20)式可知非线性相移会使色散引入的相位产生进一步相移,使输入的模拟电信号产生失真,进而使系统的 PTF 和 CIR 受到很大的影响。

当非线性效应发生在第一段 DCF 时,则光脉冲经过第一段 DCF 后,(2)式中的光电场变为

$$E'_2(\omega) = E_1(\omega) \exp\left[\frac{i\beta_2\omega^2 L_1}{2} + i\phi_{NL}(P_1, L_1)\right], \quad (21)$$

式中 P_1 为光脉冲进入第一段 DCF 时的峰值功率, $\phi_{NL}(P_1, L_1)$ 是与光脉冲峰值功率及光纤长度相关的非线性相移。光脉冲经过光电探测器后,(12)式中的光电流变为

$$I_1(t) = I'_{env}(t) \left\{ 1 - m\cos\phi'_D \cos\frac{\omega_{RF}t}{M'} + \frac{m^2}{8}[1 - \cos(4\phi'_D)]\cos\left(2\frac{\omega_{RF}t}{M'}\right) \right\}, \quad (22)$$

$$I'_{env}(t) = KE'_{env}(t)E'^*_{env}(t), \quad (23)$$

$$E'_{env}(\omega) = \frac{\sqrt{2}}{2}E_1(\omega) \times \exp\left[\frac{i\beta_2\omega^2(L_1 + L_2)}{2} + i\phi_{NL}(P_1, L_1)\right], \quad (24)$$

$$\phi'_D = \frac{1}{2}\beta_2\left(\frac{L_2}{M'}\right)\omega_{RF}^2, \quad (25)$$

式中 M' 是输入模拟信号的拉伸倍数,可以表示为

$$M' \approx 1 + \frac{(\Delta\lambda' \times D_2)}{T_1}, \quad (26)$$

式中 $\Delta\lambda'$ 为光脉冲经过第一段 DCF 后的频谱宽度, T_1 为光脉冲的时域宽度。(14)式中的系统 PTF 和 (15)式中的 CIR 分别变为

$$f_{PT1} = 10\lg \cos^2\phi'_D, \quad (27)$$

$$f_{CIR1} = 10\lg \frac{64\cos^2\phi'_D}{m^2[1 - \cos(4\phi'_D)]^2}. \quad (28)$$

将(22)~(28)式与(17)~(20)式对比可知,当非线性效应发生在第一段 DCF 时,非线性相移仅仅影响光脉冲的包络,不会使输入模拟电信号产生失真。与光纤中仅有 GVD 效应相比,第一段光纤中的非线性效应会使光脉冲的时域和频域均展宽,使得输入模拟电信号的拉伸倍数 M' 发生变化由(26)

式决定,变化的模拟电信号拉伸倍数 M' 会影响系统的 PTF 和 CIR。

3 数值仿真

非线性薛定谔方程用于描述光脉冲在光纤中的传输特性变化。当光脉冲的时域宽度大于 10 ps,除了自相位调制外,拉曼散射和自变陡效应等非线性效应对光脉冲的影响可以忽略^[16];当光脉冲的传输波长远离光纤零色散波长时,三阶色散系数可以不予以考虑;若不考虑光纤中的损耗时,非线性薛定谔方程可以简化为

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = i\gamma|A|^2 A, \quad (29)$$

式中 A 为光脉冲的慢变化包络。由理论推导可知,当非线性效应发生在第一段 DCF 中时,非线性效应并不会使输入模拟信号产生失真,仅仅通过影响模拟信号的拉伸倍数来影响系统的 PTF 及 CIR。

本文主要采用分步傅里叶法求解非线性薛定谔方程^[18-21],并数值仿真自相位调制非线性效应对系统拉伸倍数的影响。假设原始光脉冲为无啁啾高斯型,频谱宽度为 5 nm。DCF 的色散系数为 $D = -120$ ps/(nm/km),非线性系数为 $\gamma = 4.5$ W⁻¹·km⁻¹,第一段 DCF 的长度 $L_1 = 3$ km,第二段 DCF 的长度 $L_2 = 12.7$ km。当光纤中仅有色散效应及光脉冲的峰值功率为 10 mW 和 30 mW 时,经过第一段色散补偿光纤后,光脉冲的时域及频域形状如图 2 所示。

由数值仿真结果(见图 2)可知,当光纤中不存在非线性效应时,经过第一段 DCF 后,光脉冲的时域宽度为 1.6 ns。当光纤中存在自相位调制效应,光脉冲峰值功率为 10 mW 和 30 mW 时,光脉冲的时域宽度分别为 4.4 ns 和 4.8 ns,光脉冲的频谱宽度则由 5 nm 展宽到 16 nm 和 20 nm。由(1)式和(26)式可得,输入模拟信号的拉伸倍数由 5.21 增加到 6.73 和 7.13。系统的 PTF 和 CIR 随输入模拟电信号频率变化如图 3(b)和图 4(b)所示。当非线性效应发生在第二段 DCF 时,对于不同的光脉冲峰值功率,利用(17)~(20)式可得系统的 PTF 和 CIR。图 3(a)和图 4(a)表示当非线性效应发生在第二段 DCF 时,系统的 PTF 和 CIR 随输入模拟信号频率变化关系。

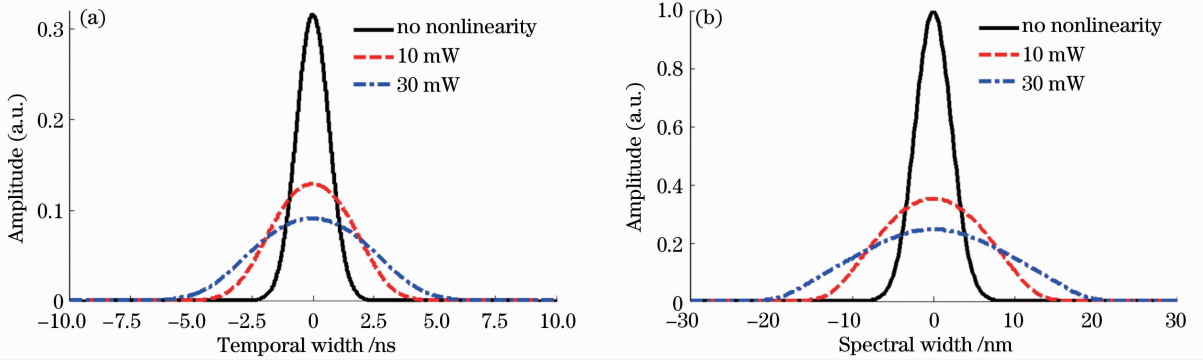


图 2 (a)光脉冲时域形状；(b)光脉冲频域形状

Fig. 2 (a) Pulse temporal shapes; (b) pulse spectral shapes

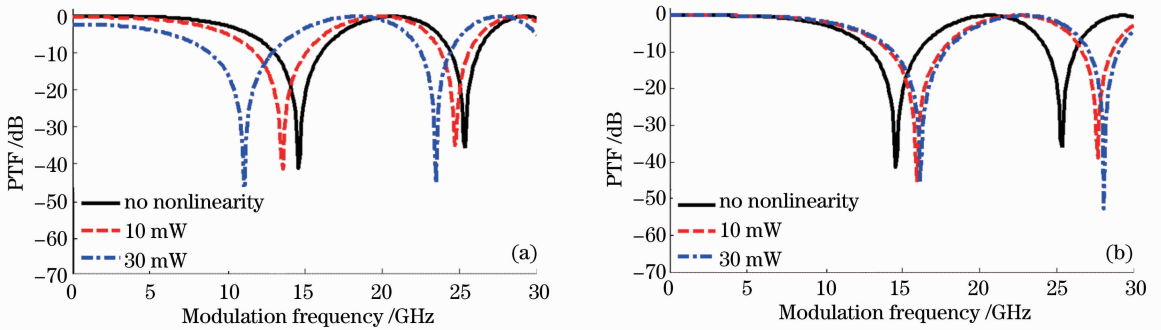


图 3 不同光脉冲峰值功率下系统 PTF 随输入模拟信号频率的变化关系。(a)第二段 DCF 中的非线性效应影响；(b)第一段 DCF 中的非线性效应影响

Fig. 3 Power transfer function of the system versus input analog frequency for different pulse peak powers. (a) Nonlinearity occurs in the second spool of DCF; (b) nonlinearity occurs in the first spool of DCF

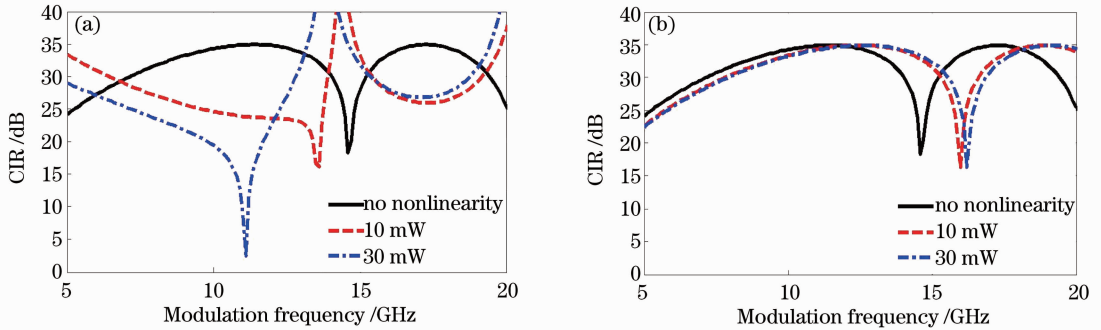


图 4 不同光脉冲功率下系统的 CIR 随输入模拟信号频率的变化关系。(a)第二段 DCF 中的非线性效应影响；(b)第一段 DCF 中的非线性效应影响

Fig. 4 Carrier-to-interference ratio of system versus input analog frequency for different pulse peak powers. (a) Nonlinearity occurs in the second spool of DCF; (b) nonlinearity occurs in the first spool of DCF

由图 3(a)和 4(a)可以看出,若 DCF 中仅有 GVD 效应,PTF 和 CIR 会由于色散的影响,出现周期性衰落现象,这种衰落限制了系统的带宽,而非线性效应会加剧这种衰落,且使衰落频率点变低,系统带宽减小,这主要是由非线性效应使色散引入的相位产生进一步相移所致。

然而,当非线性效应发生在第一段 DCF 中时[见图 3(b)和 4(b)],不仅不会恶化系统性能,反而

会使之变好。这主要是因为第一段 DCF 中的非线性效应使得输入模拟信号的拉伸倍数增加,因而根据(22)~(28)式可知,在此条件下,系统的 PTF 及 CIR 曲线会向输入模拟信号高频率方向移动,系统的带宽得到提升。

4 实验结果

搭建的光子时间拉伸模数转换系统实验装置图

如图 5 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、谱宽为 40 nm、重复频率为 37 MHz,光滤波器的中心波长为 1550 nm,频谱切割宽度为 5 nm,超短光脉冲经过光滤波器后,其输出平均功率为 0 dBm。调制器为 Mach-Zehnder EOM,模拟带宽为 40 GHz,当工作在正交偏置点时,损耗为 6 dB。电示波器的采样率为 25 GS/s,模

拟带宽为 8 GHz。DCF 的色散系数为 $-120 \text{ ps}/(\text{nm}/\text{km})$ 、损耗为 $0.6 \text{ dB}/\text{km}$,非线性系数为 $4.5 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ 。DCF1 和 DCF4 的色散量为 $-360 \text{ ps}/\text{nm}$,DCF2 和 DCF5 的色散量为 $-1520 \text{ ps}/\text{nm}$,DCF3 的色散量为 $-2.4 \text{ ps}/\text{nm}$ 。DCF3 的主要作用是使光脉冲的时域宽度被展宽到 10 ps 以上,使光脉冲只受自相位调制效应的影响,免受拉曼散射、自变陡等非线性效应的影响。

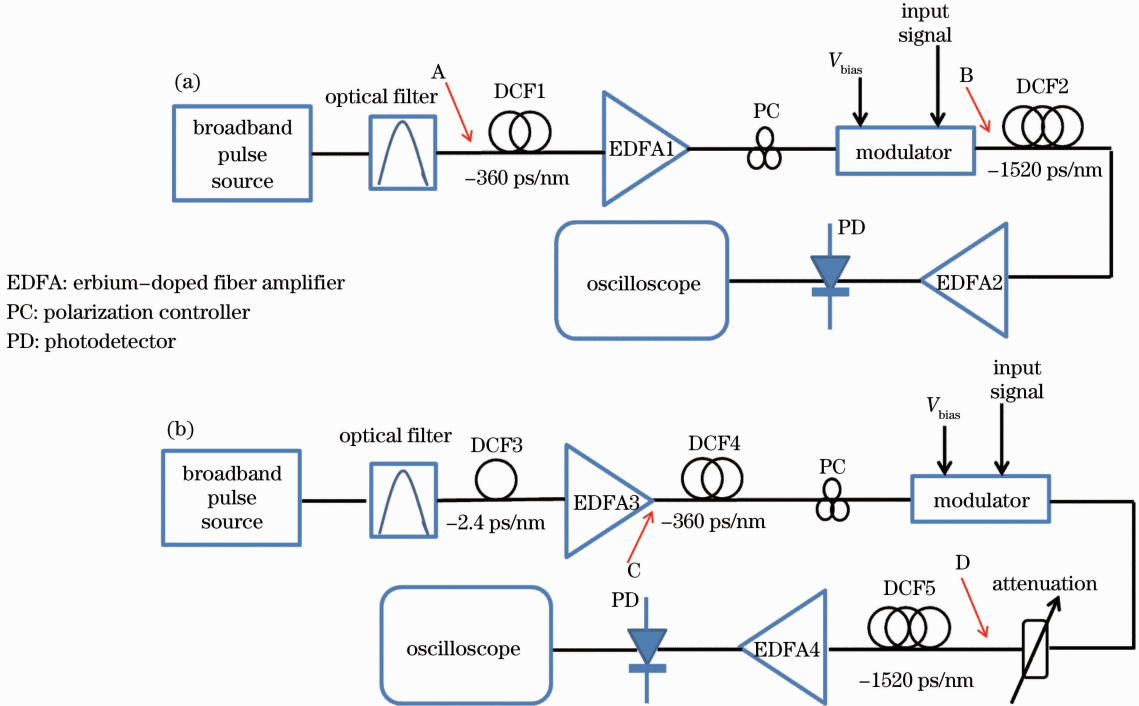


图 5 光子时间拉伸模数转换系统实验装置图。(a) 当系统中仅有 GVD 效应或者非线性效应发生在第二段 DCF 时; (b) 当非线性效应发生在第一段 DCF 时

Fig. 5 Experimental setup of the photonic time-stretch analog-to-digital converter. (a) Only dispersion exists in the DCF or the nonlinearity exists in the second spool of DCF; (b) nonlinearity exists in the first spool of DCF

当系统中仅有群速度色散效应时,系统的实验装置图如图 5(a)所示。此时光脉冲平均功率在 A 点为 0 dBm,光放大器 1 的功率增益为 8 dB;光脉冲平均功

率在 B 点为 0 dBm,光放大器 2 的功率增益为 7.5 dB。系统拉伸倍数为 5.4,测量得到的系统的 PTF 和 CIR 曲线如图 6 和 7 中的圆圈实线所示。

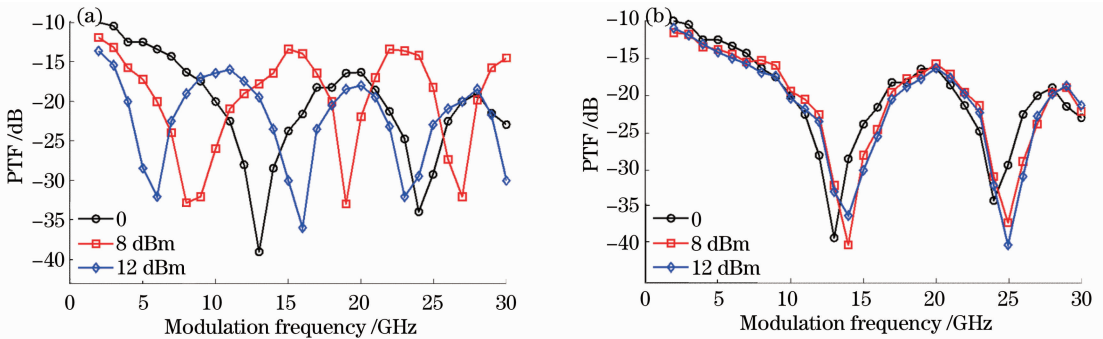
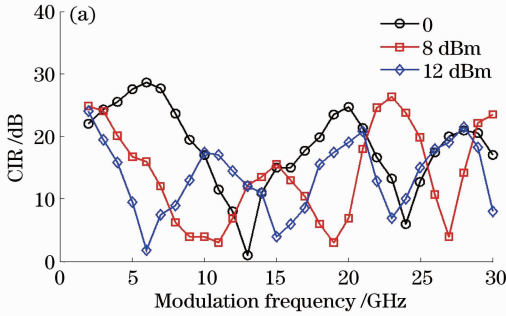


图 6 不同光脉冲功率下系统 PTF 随输入模拟电信号频率变化的实验结果。(a)非线性效应发生在第二段 DCF 时; (b)非线性效应发生在第一段 DCF 时

Fig. 6 Experimentally measured power transfer function versus input analog frequency for different values of pulse average powers. (a) Nonlinearity effect occurs in the second spool of DCF; (b) nonlinearity effect occurs in the first spool of DCF

图 5(a)为第二段 DCF 中有非线性效应时的系统实验装置图。此时光脉冲平均功率在 A 点为 0 dBm,光放大器 1 的功率增益为 16 dB(或 20 dB);光脉冲平均功率在 B 点为 8 dBm(或 12 dBm)。系统拉伸倍数被测得为 5.61(或 5.64),系统的 PTF 和 CIR 曲线如图 6(a)和 7(a)中所示。第一段 DCF 中有非线性效应



时的实验装置图如图 5(b)所示,光放大器 3 的功率增益为 8 dB(或 12 dB),光脉冲平均功率在 C 点为 8 dBm(或 12 dBm),通过调节可调衰减器使光脉冲平均功率在 D 点为 0 dBm,光放大器 4 的功率增益为 7.5 dB。系统的拉伸倍数为 6.12(或 6.17),系统的 PTF 和 CIR 曲线如图 6(b)和 7(b)中所示。

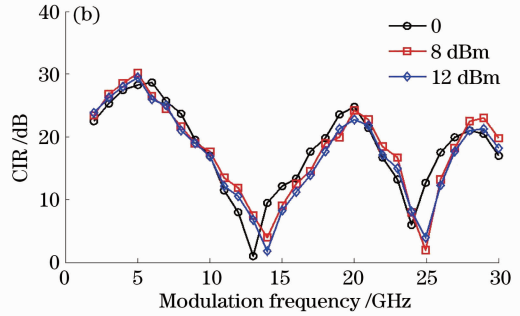


图 7 不同光脉冲功率下系统的 CIR 随输入模拟电信号频率变化的实验结果。(a)非线性效应发生在第二段 DCF 时;(b)非线性效应发生在第一段 DCF 时

Fig. 7 Experimentally measured carrier-to-interference ratio versus input analog frequency for different values of pulse average powers. (a) Nonlinearity effect occurs in the second spool of DCF; (b) nonlinearity effect occurs in the first spool of DCF

由图 6(a)和 7(a)可以看出,当非线性效应发生在第二段 DCF 时,系统的 PTF 和 CIR 受光纤中非线性效应影响较大,与光纤中仅有 GVD 效应相比,当系统的 PTF 最大以及系统的 CIR 最低时,输入模拟电信号频率由 13 GHz 减小到 6 GHz 和 8 GHz,由此可见第二段 DCF 中的非线性效应对系统的带宽有很大影响。然而,当非线性效应发生在第一段 DCF 中时,PTF 衰落最大以及 CIR 最低时的频点由 13 GHz 增加到 14 GHz[图 6(b)和 7(b)所示],因而可知第一段 DCF 中的非线性效应可以增加系统的带宽。实验测得的系统 PTF 和 CIR 曲线(图 6 和图 7)与数值仿真得到的两条曲线(图 3 和图 4)变化趋势相同,由此可以验证本文理论推导的正确性。

当光脉冲的平均功率一定时,光纤中非线性效应的强弱与光脉冲的时域宽度有关^[16]。通过控制图 5(b)中 DCF3 的色散量来控制 DCF4 中的非线性效应的强弱,合理选择所加 DCF3 的色散量,可以使输入模拟电信号的拉伸倍数最大化,并将系统的 PTF 和 CIR 曲线平移至更高输入模拟电信号频率点处,最大程度地增加系统的带宽。

5 结 论

全面分析了 PTS-ADC 系统中的非线性效应对系统 PTF 和 CIR 的影响。第二段 DCF 中的非线性

效应会降低系统的 PTF、CIR 和系统的带宽。相反地,第一段 DCF 中的非线性效应会改善系统的带宽和 CIR。因此,在 PTS-ADC 系统中,在第一段 DCF 中引入适当的非线性效应可以提高模拟电信号的拉伸倍数,从而改善系统的性能;在第二段 DCF 中,要避免产生非线性效应,以防止系统性能的恶化。

参 考 文 献

- 1 J A Wepman. Analog-to-digital converters and their applications in radio receivers [J]. Commun Magazine, 1995, 33: 39-45.
- 2 R H Walden. Analog-to-digital conversion in the early 21st century [J]. IEEE MTT Workshop (WMK) on Ultrafast Analog-to-Digital (A/D) Conversion Techniques and Its Application, 2007, 5.
- 3 R Walden. Analog-to-digital conversion in the early twenty-first century [J]. Wiley Encyclopedia of Computer Science and Engineering, 2008. 126-138.
- 4 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.
- 5 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]. Optical Fiber Communication Conference, 2012. OW3C. 2.
- 6 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.
- 7 Dou Yujie, Zhang Hongming, Fu Xin, *et al.*. Optical analog-to-digital conversion by time-interweaved sampling based on mode-locked-pulse and high-speed optical switch [J]. Chinese J Lasers,

- 2011, 38(1): 0105006.
 窦玉杰, 张洪明, 傅 鑫, 等. 基于锁模脉冲源和高速光开关的时分抽样模数转换[J]. 中国激光, 2011, 38(1): 0105006.
- 8 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.
- 9 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.
- 10 Zhang Zhuangqian, Zhang Hongming, Fu Xin, *et al.*. A new approach for analog to digital conversion based on double parallel optical intensity modulator [J]. Chinese J Lasers, 2008, 35(3): 378–382.
 章壮前, 张宏明, 傅 鑫, 等. 一种采用并行光强度调制器的模数转换方法 [J]. 中国激光, 2008, 35(3): 378–382.
- 11 F Coppinger, A S Bhushan, B Jalali. Photonic time stretch and its application to analog-to-digital conversion [J]. IEEE Trans Microwave Theory and Technol, 1999, 47(7): 1309–1314.
- 12 A M Fard, S Gupta, B Jalali. Photonic time-stretch digitizer and its extension to real-time spectroscopy and imaging [J]. Laser & Photon Rev, 2013, 7(2): 207–263.
- 13 J Chou, O Boyraz, D Solli, *et al.*. Femtosecond real-time single-shot digitizer [J]. Appl Phys Lett, 2007, 91(16): 161105.
- 14 J Mallari, C Wei, D Jin, *et al.*. 100 Gb/s EO polymer modulator product and its characterization using a real-time digitizer [C]. Optical Fiber Communication Conference, 2010. OThU. 2.
- 15 A M Fard, P T S Devore, D R Solli, *et al.*. Impact of optical nonlinearity on performance of photonic time-stretch analog-to-digital converter [J]. J Lightwave Technol, 2011, 29(13): 2025–2029.
- 16 G P Agrawal. Nonlinear Fiber Optics (4th Edition) [M]. Beijing: Academic Press, 2007. 20–60.
- 17 Y Han, B Jalali. Photonic time-stretched analog-to-digital converter: fundamental concepts and practical considerations [J]. J Lightwave Technol, 2003, 21(12): 3085–3101.
- 18 M J Potasek, G P Agrawal, S C Pinault. Analytic and numerical study of pulse broadening in nonlinear dispersive optical fibers [J]. J Opt Soc Am B, 1986, 3(2): 205–211.
- 19 T R Taha, M I Ablowitz. Analytical and numerical aspects of certain nonlinear evolution equations. II. numerical, nonlinear Schrödinger equation [J]. J Computational Physics, 1984, 55(2): 203–230.
- 20 J A C Weideman, B M Herbst. Split-step methods for the solution of the nonlinear Schrödinger equation [J]. SIAM J Numerical Analysis, 1986, 23(3): 485–507.
- 21 O V Sinkin, R Holzlöhner, J Zweck, *et al.*. Optimization of the split-step Fourier method in modeling optical-fiber communications systems [J]. J Lightwave Technol, 2003, 21(1): 61–76.

栏目编辑: 王晓瑛