

# 光电振荡器的混沌光子压缩采样方法

邹广健<sup>1</sup>, 张宝富<sup>1\*</sup>, 李诚鑫<sup>1</sup>, 滕义超<sup>2</sup>

<sup>1</sup>解放军理工大学通信工程学院, 江苏 南京 210007;

<sup>2</sup>解放军理工大学野战工程学院, 江苏 南京 210007

**摘要** 将传统方法中伪随机序列发生器与电光调制器产生的光伪随机信号, 替换为光电振荡器产生的光混沌信号。搭建光电振荡器仿真系统, 产生带宽为 30 GHz 的光混沌信号, 利用 1.25 GHz 低速模数转换器, 成功地对 0~10 GHz 频带内的 5 个频率随机、幅度随机的频域稀疏信号进行压缩采样和信号重构, 并对混沌光子压缩采样的重构性能与传统方法做出详细比较。仿真结果表明, 这种混沌光子压缩采样方法可行, 且其重构概率大于传统方法。

**关键词** 光通信; 集成光电电路; 压缩采样; 数值仿真; 光电混沌

**中图分类号** TN29

**文献标识码** A

**doi:** 10.3788/CJL201744.1106002

## Chaotic Photonic Compressed Sampling Based on Optoelectronic Oscillator

Zou Guangjian<sup>1</sup>, Zhang Baofu<sup>1</sup>, Li Chengxin<sup>1</sup>, Teng Yichao<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Institute of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China;

<sup>2</sup>Institute of Field Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China

**Abstract** The optical pseudo random signals produced by pseudo random signal generator and electro-optic modulator in traditional photonic-assisted compression sampling method are replaced by optical chaotic signals generated by photoelectric oscillator. The optoelectronic oscillator simulation system is set, and produces optical chaotic signal, whose bandwidth reaches 30 GHz. Based on 1.25 GHz low-speed analog-digital converter, five frequency-random and amplitude-random sparse signals in frequency domain distributed in the 0 to 10 GHz frequency band are compressed, sampled and reconstructed, successfully. At last, a detail comparison on the reconstruction performance between the chaotic photonic compression sampling and traditional methods is shown through numerical simulation. The simulation results show that the former is better than the latter and the chaotic photonic compression sampling method is feasible.

**Key words** optics communications; integrated optoelectronic circuits; compression sampling; numerical simulation; photoelectric chaos

**OCIS codes** 060.2310; 250.3140

## 1 引言

随着现代通信系统的发展, 通信频段的不断提高, 高速信号采集及处理一直是通信及信号处理领域的研究热点。传统采样方式依赖于奈奎斯特定理: 只有当采样频率大于信号带宽两倍时, 才能无失真地恢复出原始信号。通信系统经常需要处理宽带频域稀疏信号, 如数字接收机和雷达等。如果按信号的奈奎斯特频率对宽带稀疏信号采样, 一方面会大大增加硬件系统中采样速率的压力, 提高硬件成本, 另一方面由于信号是稀疏的, 高速采样势必引入冗余, 造成存储资源的浪费<sup>[1]</sup>。压缩采样是一种针对稀疏信号的新型信号采集方式, 能以远低于信号奈奎斯特速率对信号进行采样和恢复, 相比传统采样方式, 减小了采样速率, 降低了数据存储容量<sup>[2-4]</sup>, 在雷达<sup>[5]</sup>、无线通信<sup>[6-7]</sup>、图像处理及加密<sup>[8-10]</sup>、微波成像和模式识别领域受到广泛的关注<sup>[10-11]</sup>。

**收稿日期:** 2017-06-14; **收到修改稿日期:** 2017-07-04

**基金项目:** 国家自然科学基金(61371121)

**作者简介:** 邹广健(1994—), 男, 硕士研究生, 主要从事微波光子学方面的研究。E-mail: zgj\_hello@163.com

**导师简介:** 张宝富(1965—), 男, 硕士, 教授, 主要从事微波光子学方面的研究。E-mail: zhangbaofu@163.com

光子压缩采样引入光学器件,采用光学调制方法实现稀疏信号与测量信号的混频,解决了传统方法中使用乘法器带宽受限的电子瓶颈,可进一步提高系统输入频率和瞬时信号处理带宽<sup>[13]</sup>。但一个系统的带宽取决于构成该系统带宽最低的器件,光子压缩采样虽然解决了测量信号与待测信号混频的电子瓶颈,系统带宽却仍限制于测量信号<sup>[14]</sup>,而传统方法测量信号由伪随机发生器产生<sup>[15]</sup>,这种方法设备复杂,成本高,且由于伪随机发生器为全电子器件,会碰到“电子瓶颈”,导致信号速率受限制。故许多研究人员转向研究多通道压缩采样技术,通过多路并行采样提高采样速率<sup>[16]</sup>,但多通道的拓展又面临伪随机序列(PRBS)的随机性不够强的问题,导致信号重构效果变差。基于光电振荡器产生的光混沌信号带宽可以达到几万到几十万兆赫兹<sup>[17]</sup>,且结构简单,成本低,可以使压缩采样的带宽提升到几千甚至几万兆赫兹。

另外,压缩采样信号的重构性能与测量矩阵的性质密切相关,只有当测量矩阵满足约束等距(RIP)条件时信号才能无失真重构。研究表明,测量信号的随机性越强,构造的测量矩阵越容易满足 RIP 条件<sup>[18]</sup>。传统方法中由于伪随机序列的随机性不够强,导致信号重构效果不够理想,尤其在多通道压缩采样系统中,伪随机序列的劣势更加明显<sup>[19]</sup>。混沌序列的随机性比伪随机序列更强,用来做压缩采样的测量矩阵,更容易满足 RIP 条件<sup>[20]</sup>,可以提高信号的重构性能。

针对传统光子压缩采样方法存在的上述两个问题,本文构建混沌光电振荡器和混沌光子压缩采样模型,并进行仿真研究,验证所提方法的可行性,并仿真比较混沌光子压缩采样与传统方法的重构性能,目的在于利用混沌光电振荡器所产生混沌光信号带宽大的优势,突破电子瓶颈,提高光子压缩采样系统的信号处理带宽;利用混沌光信号的随机性强的优势,改善测量矩阵的 RIP 特性,提高了信号的重构性能。

## 2 混沌光子压缩采样系统建模

混沌光子压缩采样系统原理框图如图 1 所示。虚线框内为混沌光电振荡器,由单波长激光器(LD)提供光源,经过一个偏振控制器(PC1)后驱动马赫-曾德尔调制器(MZM),输出光信号经过掺铒光纤放大器(EDFA)进行光功率放大,再经过光电探测器(PD1),输出的射频信号通过电放大器(AMP)与可调衰减器控制射频信号的增益,再经过宽带带通滤波器(BPF)进行滤波,然后将输出信号与 MZM1 连接,形成一个反馈环路。通过控制环路的总长度、MZM1 的直流偏置点和环路开环增益、带通滤波器截止频率等参数可以使谐振环路进入混沌状态<sup>[21]</sup>。

当光电振荡器进入混沌状态后,环路中反馈传输的是混沌信号,在 MZM 的输出端接一个分束器,将光混沌信号引出,用于压缩采样链路。利用一个偏振控制器(PC2)控制混沌光信号的偏振,然后送入 MZM2 将其与待测稀疏射频(RF)信号进行调制,依次经过光电探测器(PD2)、低通滤波器(LPF)后,利用模数转换器(ADC)进行低速模数(A/D)采样。

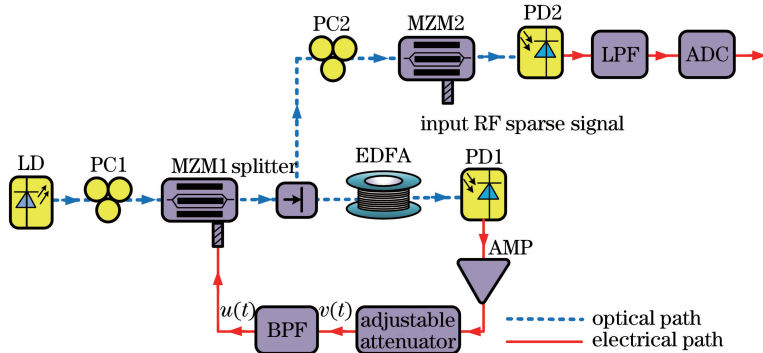


图 1 混沌光子压缩采样原理图

Fig. 1 Chaotic photonic compressed sampling principle diagram

### 2.1 混沌光电振荡器

为了对混沌光电振荡器进行建模,分别对图 1 中虚线框内的每一个光电子器件进行建模,找到对应器件的传递函数,连接起来,构建一个时滞微分方程,用 ODE45 算法求解方程的数值解。

为了将模型简化,对模型进行了一系列假设,并确保这些假设在带通滤波器通带带宽足够宽的情况下,对光电振荡器的动力学行为及其能否进入混沌状态不构成决定性影响。假设光源是波长和幅度稳定的理想的单波长光源,且线宽无限窄。假设带通滤波器是由低通滤波器与高通滤波器的级联构成,中间用电压跟踪器稳定电压。假设电压跟踪器的输入电阻无限大,输出电阻为零,且前后电压时刻相等,可以起到电压跟踪的作用。此外忽略导线及导线连接处和光纤及光纤连接处的功率损耗,忽略电路和光路中的热噪声、散弹噪声、相对强度噪声和导线中的趋肤效应等。

忽略导线和光纤及各连接处的功率损耗对模型的影响不大,因为环路中的损耗可以由放大器的增益抵消,并将其约化到放大器的增益中。忽略导线中的趋肤效应对光电振荡器的影响,因为导线中的趋肤效应对信号频率的选择性衰减,相当于滤波器的作用,可以将其约化到带通滤波器的模型中。忽略电路的热噪声、散弹噪声、相对强度噪声以及光源的线宽对光电振荡器的影响,因为在带通滤波器通带带宽足够宽的情况下,光电振荡器的动力学行为取决于环路中 MZM 的非线性调制特性,而 MZM 的非线性调制特性只取决于 MZM 的偏置工作点和环路开环增益。

图 1 虚线框内的带通滤波器可以看成是由低通滤波器与高通滤波器的级联构成,描述该滤波器的微分方程为

$$v(t) = u(t) + \frac{1}{2\pi f_L} \frac{d}{dt} u(t) + 2\pi f_H \int_0^t u(\tau) d\tau, \quad (1)$$

式中  $v(t)$  为输入信号,  $u(t)$  为输出信号,  $f_L$ 、 $f_H$  分别为低通滤波器和高通滤波器的 3 dB 截止频率( $f_L > f_H$ )。带通滤波器的传递函数为

$$H(s) = \frac{2\pi f_L s}{(s + 2\pi f_L)(s + 2\pi f_H)}, \quad (2)$$

带通滤波器冲击响应为

$$h(t) = 2\pi f_L \delta'(t) + (2\pi)^2 f_L (f_L - f_H) \delta(t) + (2\pi)^3 f_L f_H (f_L - f_H) \exp(-2\pi f_H t), \quad (3)$$

式中  $\delta(t)$  为狄拉克函数,  $\delta'(t)$  为狄拉克函数的导数。MZM 的传递函数为

$$F[x(t)] = \frac{P_o}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \frac{2\pi}{U_\pi} x(t) + 2\phi \right] \right\}, \quad (4)$$

式中  $P_o$  为激光器的输出光功率,  $\phi$  为偏置工作点相位,  $U_\pi$  为半波电压。环路总延迟量为

$$\Delta\tau = nL/c, \quad (5)$$

式中  $L$  为光纤的长度,  $c$  为真空中的光速。光电检测器光电转换系数为

$$k = \frac{\eta q}{h\nu} R_L, \quad (6)$$

式中  $R_L$  为光电检测器后电路的负载电阻,  $\eta$  为量子效率,  $q$  为电子电荷量,  $h\nu$  为一个光子的能量。电放大器和可调衰减器的总放大倍数为  $A$ 。环路的开环增益  $\beta$  定义为开环情况下环路的小信号增益,即环路中每一个器件增益的乘积,  $\beta$  的表达式为

$$\beta = \frac{P_o}{2} \frac{2\pi}{U_\pi} A k. \quad (7)$$

将上述器件的传递函数方程联立起来得到描述光电振荡器的方程为

$$\frac{1}{2\pi f_L} \frac{d}{dt} u(t) + 2\pi f_H \int_0^t u(\tau) d\tau + u(t) - kF[Au(t - \Delta\tau)] = 0, \quad (8)$$

初始条件:  $u(t) = 0, -\Delta\tau \leq t < 0$ 。

通过数值仿真求解方程(8),可以得到混沌信号  $u(t)$ 。根据环路的连接关系

$$v(t) = F[u(t - \Delta\tau)], \quad (9)$$

可以得到混沌信号  $v(t)$ ,根据光电检测器的响应关系

$$v(t) = kP_i(t), \quad (10)$$

可以得到光混沌信号的瞬时光功率  $P_i(t)$ 。

由以上分析画出混沌光电振荡器的系统仿真图,如图 2 左边虚线框内所示。根据混沌理论<sup>[22]</sup>:非线性

和正反馈是产生混沌的根本原因。环路中的滤波器由电容电阻等线性器件构成,放大器和光电检测器也都是线性器件,引发混沌的根本原因是环路中的非线性器件 MZM 与环路的正反馈。因此 MZM 偏置工作点相位  $\phi$ 、环路反馈系数  $\beta$  和反馈延迟时间  $\Delta\tau$  对混沌光电振荡器的动力学行为,以及对产生混沌信号的性能的影响至关重要。另外要求带通滤波器带宽足够宽,且在通带范围内增益较平坦,以保证各频率成分的信号都能顺利通过。

由于带通滤波器会对环路中信号的带宽起到限制作用,因此反馈时间  $\Delta\tau$  既不能太小也不能太大。 $\Delta\tau$  太小,反馈信号的能量集中在高频成分,由于滤波器限制高频信号,环路不能构成正反馈; $\Delta\tau$  太大,反馈信号的能量集中在低频成分,由于滤波器限制低频信号,不能构成正反馈,无法进入混沌状态。结合宽带带通滤波器的带宽,再考虑到环路总长度与延迟时间的关系,一般选取  $\Delta\tau$  在 5~50 ns 范围。当 MZM 工作在两个线性工作点附近,且环路的反馈系数  $\beta$  大于 5 时环路会进入混沌状态,且一般情况下认为  $\beta$  越大混沌性能越好。一般选取 MZM 工作在第一线性工作点,环路的反馈系数  $\beta$  大于 5,但不能超过系统的承受范围。

## 2.2 混沌光子压缩采样链路

利用分束器将混沌光电振荡器产生的混沌光信号  $P_i(t)$  引出,用于光子压缩采样链路。利用 MZM 将其与原始频域稀疏信号  $x(t)$  进行调制,MZM 工作在线性工作偏置点,输出光功率为

$$P_o(t) = P_i(t) \cos^2 \left[ \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{U_\pi} x(t) \right]. \quad (11)$$

原始信号经过混沌光调制后,经过光电检测器。光电检测器输出电压为

$$U_i(t) = k P_i(t) \cos^2 \left[ \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{U_\pi} x(t) \right]. \quad (12)$$

光电检测器输出信号经过低通滤波器,低通滤波器的冲击响应为

$$h(t) = 2\pi f_L \exp(-2\pi f_L t), \quad t > 0. \quad (13)$$

低通滤波器的传递函数为

$$H(s) = 2\pi f_L / (s + 2\pi f_L), \quad (14)$$

经过低通滤波器后的信号为

$$y(t) = h(t) * U_o(t), \quad (15)$$

式中  $*$  为卷积运算符号, $U_o(t)$  为低通滤波器输出电压。经过低通滤波后  $y(t)$  的带宽被限制在  $[0, f_L]$ 。对其进行采样

$$y[n] = y(nT_s), \quad (16)$$

式中  $T_s$  为模数转换器的采样间隔,采样频率为  $f_s$ 。根据奈奎斯特采样定理,采样频率必须满足

$$f_s > 2f_L, \quad (17)$$

$f_L$  远小于原始信号  $x(t)$  的带宽  $f_0$ ,因此压缩采样通过混频后再滤波的方法使得一个低通信号包含了一个宽带稀疏信号的全部信息,因此实现了信号的压缩采样,压缩比为

$$M = 2f_0 / f_s. \quad (18)$$

由以上建模分析可得混沌光子压缩采样完整的系统仿真图,如图 2 所示。

## 3 混沌光子压缩采样系统仿真

### 3.1 光混沌信号的产生及分析

对图 2 中虚线框内的光电振荡器进行仿真。激光器采用 1550 nm 窄线宽激光器,光功率为  $P_o = 20$  mW, MZM 的半波电压  $U_\pi = 3.5$  V,光电检测器采用 InGaAs 光电二极管,在 1550 nm 处的响应度为 1.0 A/W,负载电阻为  $R_L = 50 \Omega$ ,因此光电转换系数  $k = 50$  A/W,调节可调衰减器使得放大器和可调衰减器的总放大倍数  $A = 11.1$ ,由(7)式可得环路的开环增益  $\beta$  为 17.95,控制谐振环路总延迟时间为 10 ns, MZM 的偏置工作点相位  $\phi$  为  $\pi/4$ ,带通滤波器截止频率选取为 0.2~10 GHz,此时光电振荡器进入混沌状态。光电振荡器进入混沌状态后,环路中的反馈信号  $v(t)$ 、 $u(t)$  为射频混沌信号, MZM 输出为光混沌信号,瞬时光功率为  $P_i(t)$ 。

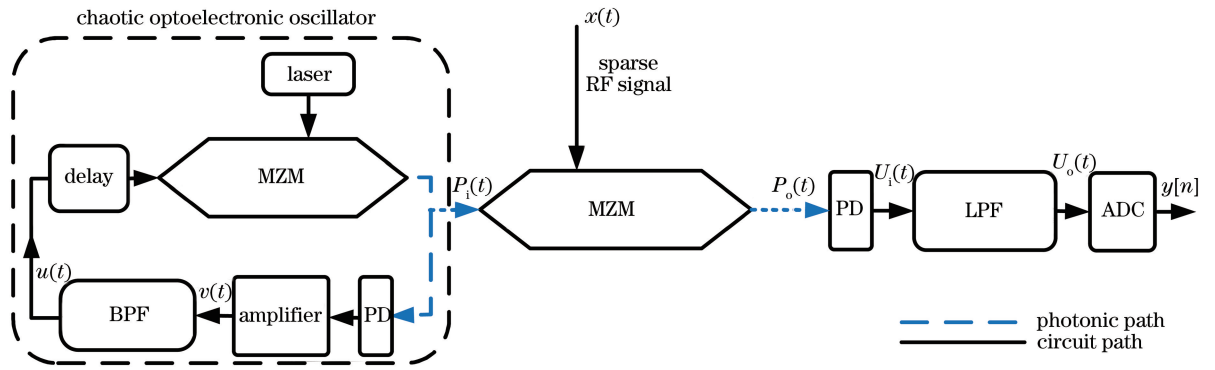


图 2 混沌光子压缩采样仿真原理图

Fig. 2 Schematic of chaotic photonic compressed sampling simulation

$P_i(t)$ 的波形和频谱如图 3 所示,频谱已去除直流分量。其中图 3(b)和 3(d)分别为图 3(a)和 3(c)的局部放大。由图 3 可以看出,该信号的时域波形表现为类噪声特性,频域特性为宽谱。

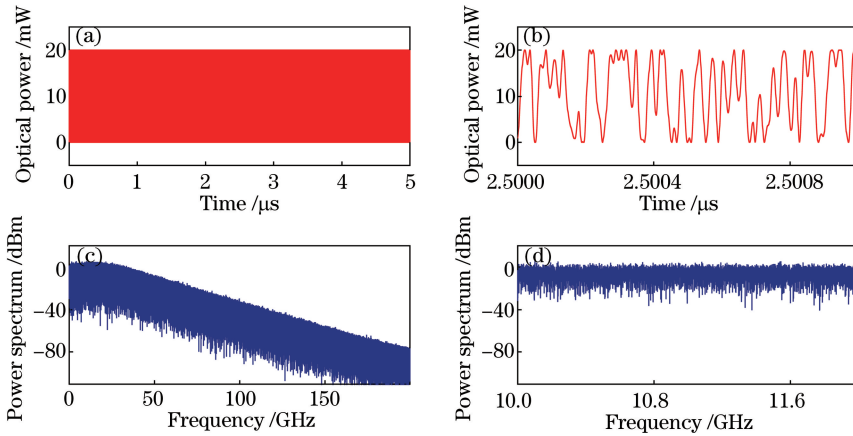


图 3 (a)混沌信号波形;(b)波形局部放大;(c)频谱;(d)频谱局部放大

Fig. 3 (a) Chaotic signal waveform; (b) partial waveform amplification; (c) spectrum; (d) partial spectrum amplification

为了判断光电振荡器是否进入混沌状态,需要观察光电振荡器的相图。将谐振环路中的两个节点处的信号  $v(t)$ 、 $u(t)$  分别引出作为 X/Y 轴上的坐标,得到的相图如图 4(a)所示;将  $v(t)$  及其导数分别作为 X/Y 轴上的坐标形成的相图如图 4(b)所示。由图 4(a)、4(b)可以看出,相图的边缘存在少量毛刺,这是因为系统从刚开始运行到进入混沌状态需要一段过渡时间。一段时间过后,环路的状态在其二维平面的投影充满了中间的这块区域,并在其中杂乱无章的运动,由此可以看出该系统已经进入混沌状态<sup>[22]</sup>。

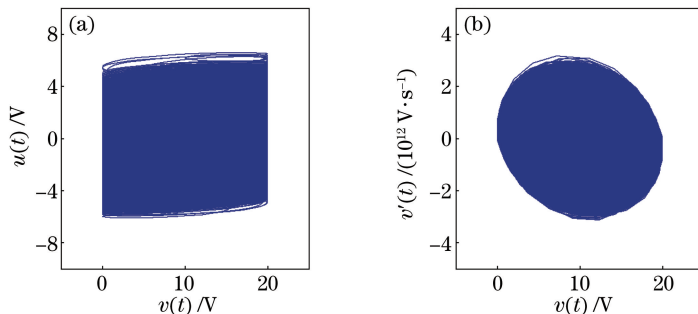


图 4 光电振荡器相图。(a)  $v(t)$ 与  $u(t)$ 相图;(b)  $v(t)$ 与  $v'(t)$ 的相图

Fig. 4 Optoelectronic oscillator phase diagram. (a) Phase diagram of  $v(t)$  and  $u(t)$ ; (b) phase diagram of  $v(t)$  and  $v'(t)$



### 3.2 混沌光子压缩采样仿真

对图 2 混沌光子压缩采样链路进行仿真。原始频域稀疏信号为 0~10 GHz 内 5 个频率随机和幅度随机的频域稀疏信号,低通滤波器的截止频率为  $f_L = 500$  MHz,模数转换器采样频率为 1.25 GHz,压缩采样时间窗口为 163.84 ns,处理点数为  $N = 4096$ ,采样点数为  $m = 205$ 。选取离散余弦变换作为信号的稀疏变换,重构算法采用改进型正交匹配追踪算法,在稀疏度先验未知的情况下对信号进行恢复。定义一个误差能量比指标为

$$E = \frac{|\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}|^2}{|\mathbf{x}|^2}, \quad (19)$$

用来衡量信号的重构性能,式中  $\hat{\mathbf{x}}$  为重构信号。

混沌光子压缩采样信号重构仿真结果如图 5 所示,其中左边为信号波形,右边为对应的频谱,从上到下依次为原始信号、重构信号和误差。

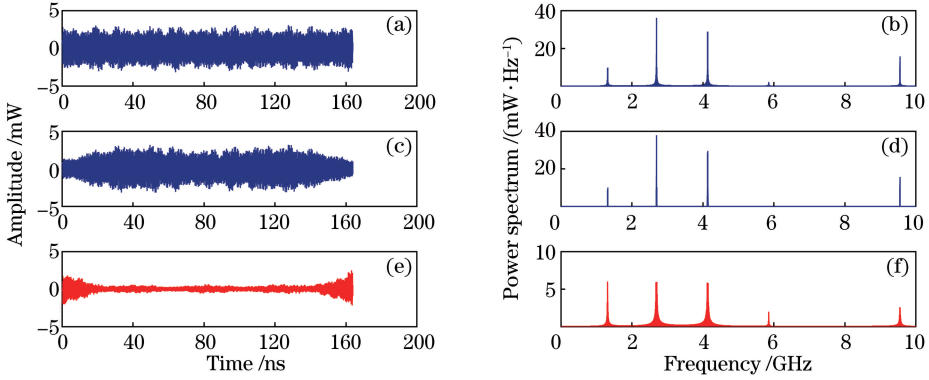


图 5 混沌光子压缩采样信号重构效果。(a)原始信号波形;(b)原始信号频谱;(c)重构信号波形;  
(d)重构信号频谱;(e)重构误差;(f)重构误差频谱

Fig. 5 Signal reconstruction of chaotic photonic compression sampling. (a) Original signal waveform;  
(b) original signal spectrum; (c) reconstruction signal waveform; (d) reconstruction signal spectrum;  
(e) reconstructed error; (f) reconstructed error spectrum

根据(19)式计算信号重构的误差能量比为 0.0873。根据图 5 显示结果和误差能量比可以得出,混沌光子压缩采样系统仅用 6.25% 的奈奎斯特采样速率对信号进行采样就可以获得大部分信号的重构信息。

误差能量比受到多方面因素的影响,包括原始信号的稀疏变换的选择,例如同样的频域稀疏信号,选择傅里叶变换和离散余弦变换得到的频谱的纹波大小可能不一样。纹波的存在增加了信号的稀疏度,使信号的重构效率降低,或者在重构时因纹波幅度较小而被忽略。这些都会降低重构性能,导致误差能量比升高。误差能量比还会受到测量矩阵性能的影响,压缩感知要求测量矩阵必须满足 RIP 条件,信号才能被恢复。例如光电混沌序列构造的测量矩阵和伪随机序列构造的测量矩阵,都能满足该条件,但前者的约束常数更小,即约束得更“紧”,故重构性能更好,误差能量比更小。

除此之外,误差能量比还会受链路中的各种噪声的影响,例如激光器的相对强度噪声、放大器的热噪声、光电检测器的热噪声和散弹噪声、MZM 的直流偏置点的抖动以及采样器的量化误差。

由图 5(d)的重构信号频谱可以看出,由于信号的离散余弦变换产生的纹波较大,没有被完全恢复,导致重构时域信号两端的误差比较大,如图 5(e)所示。对于这种误差可以通过增加时间窗口并利用时间窗口重叠的方法解决,故重构性能有望进一步提高。

## 4 混沌光子压缩采样重构性能仿真

光电振荡器产生的混沌信号不仅带宽大,而且随机性强,用于构造测量矩阵更容易满足 RIP 条件,可以提高压缩采样的重构性能。为了对光电混沌信号与伪随机序列的重构性能进行比较,在压缩采样处理点数  $N = 4096$ ,信号稀疏度为 5 的条件下,分别利用周期为  $2^9 - 1, 2^{10} - 1, 2^{11} - 1, 2^{12} - 1, 2^{13} - 1$  的伪随机序列和

光电混沌序列充当压缩采样的测量信号,仿真压缩采样系统,测出在不同采样点个数情况下,信号成功重构的概率,结果如图 6 所示,横坐标为测量值个数,纵坐标为重构概率。

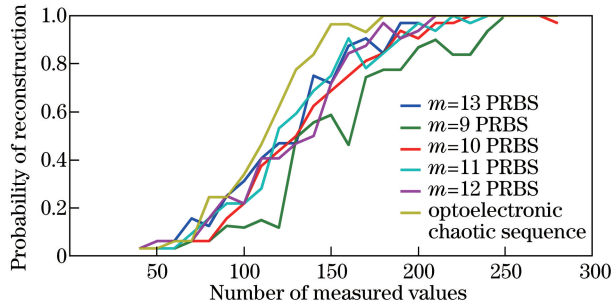


图 6 不同序列的重构效果图

Fig. 6 Reconstruction performance of different sequences

图 6 表明,压缩采样在时间窗口内处理点数为  $N=2^{12}$  的情况下,重构性能最好的是光电混沌序列;其次是周期分别为  $2^{10}-1$ 、 $2^{11}-1$ 、 $2^{12}-1$ 、 $2^{13}-1$  的伪随机序列,这 4 种伪随机序列的重构性能相差不大;性能最差的是周期为  $2^9-1$  的伪随机序列。

造成该结果的原因为:压缩采样在时间窗口内处理点数为  $N=2^{12}$  的情况下,当伪随机序列周期低于  $2^9-1$  时,伪随机序列的随机性主要受限于信号的周期长度,此时压缩采样的重构性能随着伪随机序列的周期增大而提升;当伪随机序列周期长度到达压缩采样的处理点数为  $N=2^{12}$  附近时,伪随机序列的随机性不再受制于周期长度,主要受制于伪随机序列本身内在的随机性不足,此时压缩采样的重构性能逐渐达到饱和,不再随着序列长度的增大而提升。所以周期到达  $2^{10}-1$  后,信号重构性能没有明显提升。而光电混沌序列由于其内在的随机性比伪随机序列更强,所以其重构性比任意周期长度的伪随机序列都好。

图 6 中重构概率并不随测量值个数增加而严格单调递增是由该仿真实验具有随机性,且实验次数不够多所致。

## 5 结 论

通过建立光电振荡器模型,仿真了光电振荡器,验证了其在环路开环增益足够大、带通滤波器通带带宽足够宽、MZM 工作在线性偏置工作点的条件下可进入混沌状态,并产生光混沌信号,带宽可达 30 GHz。将光电混沌信号应用于混沌光子压缩采样系统,仿真验证了混沌光子压缩采样系统方案的可行性,并可将压缩采样的信号处理带宽提升到 10 GHz。仿真比较了传统伪随机序列与光电混沌信号的重构性能,验证了混沌光子压缩采样系统的重构性能优于传统的光子压缩采样系统。

## 参 考 文 献

- [1] Baraniuk R G. Compressive sensing [lecture notes][J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(4): 118-121.
- [2] Donoho D L. Compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [3] Candes E, Romberg J. Sparsity and incoherence in compressive sampling[J]. Inverse Problems, 2007, 23(3): 969-985.
- [4] Eldar Y C, Kutyniok G. Compressed sensing: Theory and applications[M]. New York: Cambridge University Press, 2012: 65-67.
- [5] Melvin W L, Scheer J A. Principle of modern radar: Advanced techniques[M]. [S.l.]: IET Digital Library, 2012: 111-115.
- [6] Berger C R, Wang Z, Huang J, et al. Application of compressive sensing to sparse channel estimation[J]. IEEE Communications Magazine, 2010, 48(11): 164-174.
- [7] Lusting M, Donoho D L, Pauly J M. Rapid MR imaging with compressed sensing and randomly under-sampled 3DFT trajectories [C]. Proceeding of the 14th Annual Meeting of ISMRM, 2006: 72-82.
- [8] Xu Kun, Dai Yitang, Li Jianqiang, et al. Photonic-assisted RF signal spectral analysis[J]. Radio Communications Technology, 2013, 39(5): 1-5.

- 徐坤, 戴一堂, 李建强, 等. 光子辅助的射频信号频谱分析[J]. 无线电通信技术, 2013, 39(5): 1-5.
- [9] Liu Xiaoyong, Cao Yiping, Lu Pei. Research on optical image encryption technique with compressed sensing[J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(3): 0307002.  
刘效勇, 曹益平, 卢佩. 基于压缩感知的光学图像加密技术研究[J]. 光学学报, 2014, 34(3): 0307002.
- [10] Bai Yinbuhe, Lü Xiaodong, Li Genquan, *et al.* Optical interference double gray image encryption system based on compressive sensing[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2016, 53(4): 041002.  
白音布和, 吕晓东, 李根全, 等. 基于压缩感知的光学干涉双灰度图像加密系统[J]. 激光与光电子学进展, 2016, 53(4): 041002.
- [11] Spezio A E. Electronic warfare systems[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2002, 50(3): 633-644.
- [12] Jiao Licheng, Yang Shuyuan, Liu Fang, *et al.* Development and prospect of compressive sensing[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(7): 1651-1662.  
焦李成, 杨淑媛, 刘芳, 等. 压缩感知回顾与展望[J]. 电子学报, 2011, 39(7): 1651-1662.
- [13] Zou X, Lu B, Pan W, *et al.* Photonics for microwave measurements[J]. Laser & Photonics Reviews, 2016, 10(5): 711-734.
- [14] Guo Q, Chen H, Chen M, *et al.* Photonics-assisted compressive sampling systems[C]. SPIE/COS Photonics Asia, 2016: 100260E.
- [15] Tropp J A, Laska J N, Duarte M F, *et al.* Beyond Nyquist efficient sampling of sparse bandlimited signals[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(1): 520-544.
- [16] Liang Y, Chen M, Chen H, *et al.* Photonic-assisted multi-channel compressive sampling based on effective time delay pattern[J]. Optics Express, 2013, 21(22): 25700-25707.
- [17] Gastaud N, Poinso S, Larger L, *et al.* Electro-optical chaos for multi-10 Gbit/s optical transmissions[J]. Electronics Letters, 2004, 40(14): 898-899.
- [18] Kraemer F, Mendelson S, Rauhut H. Suprema of chaos processes and the restricted isometry property [J]. Communications on Pure and Applied Mathematics, 2014, 67(11): 1877-1904.
- [19] Rauhut H, Romberg J, Tropp J A. Restricted isometries for partial random circulant matrices [J]. Applied and Computational Harmonic Analysis, 2012, 32(2): 242-254.
- [20] Sano M, Sawada Y. Measurement of the Lyapunov spectrum from a chaotic time series[J]. Physical Review Letters, 1985, 55(10): 1082-1085.
- [21] Callan K E, Illing L, Gao Z, *et al.* Broadband chaos generated by an optoelectronic oscillator[J]. Physical Review Letters, 2010, 104(11): 113901.
- [22] Hirsch M W, Smale S, Devaney R L. Differential equations, dynamical systems, and an introduction to chaos[M]. Waltham: Academic Press, 2012.