

文章编号: 1001-3806(2016)04-0565-06

光子辅助压缩感知技术关键问题研究

查圣明, 朱之京, 池 灏*

(浙江大学 信息与电子工程学院, 杭州 310027)

摘要: 为了保证光子辅助压缩感知系统在获取宽带信号的过程中, 测量矩阵保持零均值, 采用基于马赫-曾德尔调制器的并行结构, 以实现待处理信号与零均值随机序列的混频; 同时采用数字域后补偿的方式, 改善了强度调制器非线性对系统恢复效果的负面影响, 在一定范围内提升了系统的恢复效果。结果表明, 改进后的光子辅助压缩感知结构在获取宽带射频稀疏信号时, 具有更好的恢复效果。

关键词: 光电子学; 压缩感知; 随机解调; 光混频; 调制器非线性

中图分类号: TN763.1 **文献标志码:** A **doi:** 10.7510/jgjs.issn.1001-3806.2016.04.023

Research of key issues of photonic-assisted compressive sensing technology

ZHA Shengming, ZHU Zhijing, CHI Hao

(College of Information Science & Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to ensure the zero-mean property of measurement matrix during the process of acquiring wideband signal by using photonic compressive sensing, a parallel structure based on Mach-Zehnder modulators was used to implement the mixing function of input signal and zero-mean random sequence. At the same time, digital domain compensation was employed to reduce the negative effect of modulator nonlinearity on recovery performance. In this way the system had an improved recovery performance within a certain range. The results show that the improved photonic compressive sensing performs better when acquiring wideband sparse signals.

Key words: optoelectronics; compressive sensing; random demodulation; optical mixing; modulator nonlinearity

引 言

利用数字信号工具对现实生活中模拟信号进行处理, 信号采样过程是其中的重要环节。近年来, 以奈奎斯特准则^[1]为基础的传统信号采样技术遭遇挑战。奈奎斯特采样定理在一些实际应用中, 由于采样率太高会产生过多的样本, 不便于存储和传输。为了解决这个问题, 压缩感知(compressive sensing, CS)理论^[2-3]被提出, 该理论表明, 只需信号可以被稀疏表示, 那么精确重构信号只要通过存储或传输该信号的少量观测集合就可以实现。例如, 在当前电子战中, 雷达需要对几十吉赫兹频谱范围进行监听, 而某一时刻其监听频谱范围内仅有部分频段有信号。压缩感知技术可以较好地应用于上述应用场景, 实现以较低速率的模数转换器(analog-to-digital convertor, ADC)获取待测信号的有效信息。运用压缩感知理论可以避免高速采样而直

接获取信号压缩后的数据, 显然, 这样的处理过程显著节约了采样、存储和处理的成本。

光子器件具有大带宽、低损耗、抗电磁干扰等优点^[4], 利用光子器件替代射频器件, 实现大带宽稀疏信号的压缩感知过程, 可以进一步提升系统的带宽和安全性。同时系统具有可拓展性, 为未来可能出现的更大带宽的稀疏信号处理提供了可能。

然而光子学压缩感知系统在实际应用的同时, 因光子器件的引入会产生新的问题: 在稀疏信号和随机序列的混频过程中, 由于光子器件的特性无法引入负系数, 无法保证测量矩阵的零均值特性^[5-6], 从而对恢复结果造成影响; 另外由于马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder modulator, MZM)自身非线性影响^[7-8], 也会使信号恢复结果性能下降。针对上述影响恢复结果性能的不利因素, 本文中采用了 MZM 并行结构并对调制器非线性结果进行了补偿, 以压缩感知系统中的随机解调器结构为例, 对上述两个问题进行了理论分析和仿真验证, 该研究表明, 改进后的方案对光子学压缩感知系统恢复结果性能有明显改善。

1 压缩感知及光子学实现

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目(LY14F010012)

作者简介: 查圣明(1990-), 男, 硕士研究生, 现主要从事微波光子学的研究。

* 通讯联系人。E-mail: chihao@zju.edu.cn

收稿日期: 2015-05-21; 收到修改稿日期: 2015-07-13

1.1 压缩感知理论中的随机解调器结构

压缩感知理论^[2-3]要求被测量信号为稀疏信号,稀疏性是指:将输入信号 x 在某个给定正交基底 W 上分解,写成矩阵形式 $x = W\theta$,其系数向量 θ 仅包含 K 个非零元素,则称信号 x 在基底 W 上 K 稀疏。如果观测矩阵 Φ 和正交基底 W 具有非相干性,利用压缩感知重建算法^[9],求解满足上述两个条件的观测结果 $y = \Phi x$,得到输入信号 x 的估计值,恢复输入信号。

在压缩感知理论中,随机解调器^[10]是一种较为常用的方案,结构框图如图1所示。该方案主要针对稀疏宽带信号,首先将高速率伪随机二进制序列(pseudo-random binary sequence, PRBS)和原始信号混频,然后通过积分器(实际中以低通抗混叠滤波器代替),再以低速率采样实现模数转换。恢复过程通常在数字信号处理器(digital signal processor, DSP)中实现。为了保证压缩感知过程成功,系统要求随机序列变换速率大于或等于待处理信号奈奎斯特频率,因此系统处理的信号带宽受到混频器的带宽限制。

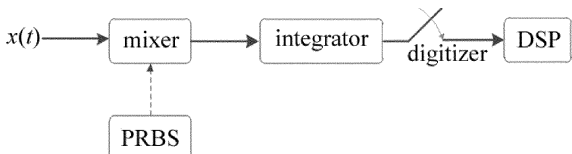


Fig. 1 Random demodulator

将上述过程用矩阵形式表示如下:

$$y = \Phi x = DHRx \quad (1)$$

式中, x 代表 $N \times 1$ 维的待处理信号, y 代表 $M \times 1$ 维的测量结果($M \ll N$), $\Phi = DHR$ 代表 $M \times N$ 维的测量矩阵, R 是代表伪随机序列的 $N \times N$ 维对角线矩阵, H 为低通滤波器冲激响应的 $N \times N$ 维矩阵, D 是降采样过程的 $M \times N$ 维矩阵。通过测量结果 y , 利用重建算法(如基追踪(basis pursuit, BP)算法和正交匹配追踪(orthogonal matching pursuit, OMP)算法等),即可恢复出原始信号 x 。

1.2 光子学压缩感知

上节中提到,混频器带宽限制了压缩感知系统可处理信号带宽。相比于电混频器,光域混频提供了更大系统带宽的可能,因而成为了学者研究的热门方向。NICHOLS 和 BUCHOLTZ 提出了一种基于随机解调器结构的光子压缩感知方案^[11],其系统框图如图2所示,图中光路部分用实线表示,电路部分用虚线表示,

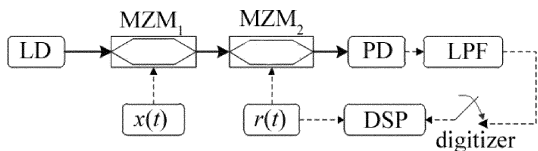


Fig. 2 Photonic compressive sensing

稀疏信号通过 MZM_1 调制到连续光载波上,经过 MZM_2 实现稀疏信号与随机序列相乘,乘积结果经过光电转换低通滤波后 ADC 以低于输入信号奈奎斯特频率的速率采样,进入 DSP 进行后续处理。图3中给出了该结构利用采样率为 500MS/s 的 ADC 感知输入频率为 1.1GHz 信号的重建结果,纵坐标为重建结果余弦系数,即频域幅度,可以看到其 1.1GHz 成分重建效果理想,同时低频成分出现一些谐波。

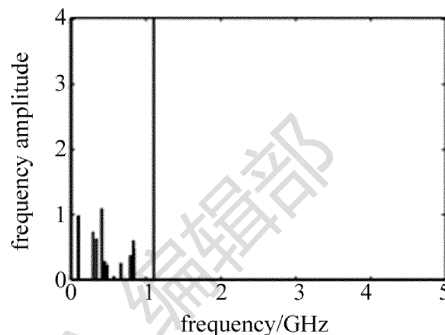


Fig. 3 Recovery result

对于上述系统结构,假设输入信号为 $x(t) = V_{in} \cdot \varepsilon(t)$,其中 V_{in} 为输入信号幅度; $\varepsilon(t)$ 表示信号时域波形; $r(t)$ 为双极性伪随机序列。根据光强度调制器性质,输入光功率为 P_{in} 的激光器通过两个工作在线性偏置点的 MZM, 经过响应度为 R 的光电探测器(photodetector, PD), 得到输出光电流强度:

$$I_{out}(t) = RP_{out} = \frac{RP_{in}}{4} \cdot$$

$$\{1 + \sin[\phi_1(t)]\} \cdot \{1 + \sin[\phi_2(t)]\} \quad (2)$$

式中, P_{out} 为 PD 输出光功率, $\phi_1(t) = \pi[x(t)/V_{\pi,1}] = \pi(V_{in}/V_{\pi,1})\varepsilon(t)$, $\phi_2(t) = \pi[r(t)/V_{\pi,2}]$, $V_{\pi,1}$ 和 $V_{\pi,2}$ 分别为 MZM_1 和 MZM_2 的半波电压。

把 $\phi_1(t) = \pi[x(t)/V_{\pi,1}]$ 代入(2)式,展开得:

$$I_{out}(t) = \frac{RP_{in}}{4} \{1 + \sin[\phi_2(t)] + [1 + \sin[\phi_2(t)]] \sin\left[\pi \frac{x(t)}{V_{\pi,1}}\right]\} \quad (3)$$

得到待处理的观测结果:

$$y(t) = \frac{RP_{in}}{4} \{1 + \sin[\phi_2(t)]\} \cdot \left\{1 + \sin\left[\pi \frac{x(t)}{V_{\pi,1}}\right]\right\} \quad (4)$$

当输入信号满足小信号近似时,(4)式可以近似为:

$$y(t) = \frac{RP_{in}}{4} \{1 + \sin[\phi_2(t)]\} \cdot \left[1 + \left(\frac{\pi}{V_{\pi,1}}\right)x(t)\right] = C \cdot$$

$$\{1 + \sin[\phi_2(t)]\} [1 + x(t)] \quad (5)$$

式中, C 是与光探测器响应度等参量相关的系数, $\{1 + \sin[\phi_2(t)]\}$ 是实际与 $[1 + x(t)]$ 相乘的高速序列。输出电信号经过低通滤波采样后, 进入 DSP 做进一步处理。

1.3 光子学压缩感知性能制约因素

回顾上节中的分析, 观察(5)式可以发现, 使用光强度调制器, 输出结果为信号 $[1 + x(t)]$ 与 $\{1 + \sin[\phi_2(t)]\}$ 相乘。根据 $\phi_2(t) = \pi \left[\frac{r(t)}{V_{\pi,2}} \right]$ 可知, $\sin[\phi_2(t)]$ 的变化范围介于 $-1 \sim 1$, 因而 $\{1 + \sin[\phi_2(t)]\}$ 的变化范围介于 $0 \sim 2$, 即 $\{1 + \sin[\phi_2(t)]\}$ 可视为单极性伪随机序列, 均值不为 0, 与随机解调器对观测矩阵的要求不符, 表现为系统恢复结果性能下降。

MZM 的传输曲线并不是严格线性关系, 因而当输入信号功率增加时, MZM 非线性逐渐显现。3 阶互调等成分的出现一方面影响了恢复结果的时域波形, 另一方面对输入信号频谱稀疏度也存在影响, 更进一步影响了重建结果。

针对上述两个影响光子学压缩感知性能的因素, 在下一节中详细阐述相应方法以提升系统恢复性能。

2 改进光子学压缩感知方案

2.1 基于平衡 MZM 的光子学压缩感知

为了在光链路中实现输入信号与双极性伪随机序列相乘, 提出如图 4 所示改进的光子学压缩感知结构。假设输入信号为 $x(t) = V_{in} \cdot \varepsilon(t)$, 其中 V_{in} 为输入信号幅度; $\varepsilon(t)$ 表示信号时域波形; $r(t)$ 为双极性伪随机序列。输入光功率为 P_{in} 的激光器, 首先通过工作在线性偏置点的双输出 MZM (即图 4 中 MZM₁), 同时调整其后平衡 MZMs 的偏置点, 使 MZM₂ 直流偏置设置在工作点 $\frac{V_{\pi,2}}{2}$ 处, MZM₃ 直流偏置设置在工作点 $-\frac{V_{\pi,2}}{2}$ 处, $V_{\pi,2}$ 为 MZM₂ 和 MZM₃ 的半波电压, 经过响应度为 R 的 PD 后得到两路输出光电流强度:

$$\begin{cases} I_{out,1}(t) = \frac{RP_{in}}{4} \{1 + \sin[\psi_1(t)]\} \cdot \\ \quad \{1 + \sin[\psi_2(t)]\} \\ I_{out,2}(t) = \frac{RP_{in}}{4} \{1 - \sin[\psi_1(t)]\} \cdot \\ \quad \{1 - \sin[\psi_2(t)]\} \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\psi_1(t) = \pi[r(t)/V_{\pi,1}]$, $V_{\pi,1}$ 为 MZM₁ 的偏置电压, 根据正弦函数单调性, $\sin(\psi_1)$ 可以视为双极性伪随机序列, 具有零均值; $\psi_2(t) = \pi[x(t)/V_{\pi,2}]$ 。

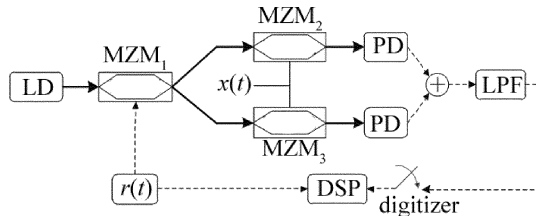


Fig. 4 Improved photonic compressive sensing

从而:

$$I_{out}(t) = I_{out,1}(t) + I_{out,2}(t) = \frac{RP_{in}}{2} \{1 + \sin[\psi_1(t)] \sin[\psi_2(t)]\} \quad (7)$$

不考虑直流成分的影响, 待处理观测结果为:

$$y(t) = \frac{RP_{in}}{2} \sin[\psi_1(t)] \sin[\psi_2(t)] = \frac{RP_{in}}{2} \sin[\psi_1(t)] \sin\left[\pi \frac{x(t)}{V_{\pi,2}}\right] \quad (8)$$

输入信号满足小信号近似时, (8) 式近似为:

$$y = \frac{RP_{in}}{2} \sin[\psi_1(t)] \frac{\pi}{V_{\pi,2}} \cdot x(t) = C \sin[\psi_1(t)] x(t) \quad (9)$$

对比(9)式和(5)式, 与 $x(t)$ 相乘的序列由(5)式中的 $\{1 + \sin[\phi_2(t)]\}$ 变为(9)式中的 $\sin[\psi_1(t)]$, 即通过图 4 的结构实现了输入信号与双极性伪随机序列相乘。上述乘积信号经过低通滤波, 进入 DSP 进行进一步处理。

2.2 光子学压缩感知系统中电光调制器非线性补偿

基于光子链路的压缩感知系统, MZM 自身的非线性也对恢复结果有一定影响。在上节中, 以 $\frac{RP_{in}}{2} \cdot \sin[\psi_1(t)] \frac{\pi x(t)}{V_{\pi,2}}$ 近似 $\frac{RP_{in}}{2} \sin[\psi_1(t)] \sin[\pi x(t)/V_{\pi,2}]$, 当输入信号功率逐渐增大不符合小信号近似的要求时, 上述两式不能再认为相等, 实际结果中产生的 3 阶互调频率成分, 随着功率增加影响了待处理信号的稀疏度, 进而降低了系统的恢复性能。

可参考的技术手段有预失真补偿技术^[12]、后失真补偿技术^[13]、基于级联或并联调制器的失真补偿技术等技术手段。对于上述技术手段, 预失真技术需要引入大量的射频器件, 在处理高频信号时比较困难; 基于级联或并联调制器的失真补偿技术, 通常需要预知输入信号的频率范围, 并在补偿前调节两路功率分配, 针对输入信号在大带宽内频率未知的情况, 处理起来比较复杂。针对压缩感知技术使用场景, 信号在大带宽内为稀疏信号, 采用基于 DSP 的后失真补偿方案, 通过分析系统数学特性, 可以直接得到较好的补偿结果。

将(8)式最右侧改写为如下形式:

$$\frac{RP_{in}}{2} \sin[\psi_1(t)] \frac{\pi}{V_{\pi,2}} \cdot \left\{ \sin\left[\pi \frac{x(t)}{V_{\pi,2}}\right] \frac{V_{\pi,2}}{\pi} \right\} \quad (10)$$

(10)式是未经过小信号近似的准确表达式,对比(9)式,通过上面描述的过程,可以得出作者的重建结果为:

$$x'(t) = \sin\left[\pi \frac{x(t)}{V_{\pi,2}}\right] \frac{V_{\pi,2}}{\pi} \quad (11)$$

针对(11)式描述的结果,在正弦函数的单调区间内,即当 $-V_{\pi,2}/2 \leq x(t) \leq V_{\pi,2}/2$ 时,利用 arcsin 函数求解输入 $x(t)$:

$$x(t) = \arcsin\left[x'(t) \frac{\pi}{V_{\pi,2}}\right] \frac{V_{\pi,2}}{\pi} \quad (12)$$

(12)式即表示可在 DSP 中利用 arcsin 函数求解输入 $x(t)$ 的方法实现数字域补偿。

3 仿真结果及分析

3.1 随机序列对光子学压缩感知性能影响及优化

根据压缩感知理论,影响压缩感知重建效果的因素包括稀疏信号频率稀疏度、采样结果长度、系统压缩率(即随机序列速率/ADC 采样率)、系统信噪比等因素。本次仿真选取信号带宽为 5GHz,在 0GHz ~ 5GHz 范围内有 4 个幅度相等的频率成分,分别是 1.79GHz, 2.45GHz, 3.44GHz 和 4.19GHz。随机序列速率设置为 10GHz,等于稀疏信号奈奎斯特频率。设定 $N = 1024$,反应采样结果长度。压缩率为 8,相当于使用采样率为 1.25GHz 的模数转换器进行采样。为模拟实际系统中的噪声,设定输入信号信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)为 20dB。重建结果如图 5 所示。其中图 5a 和图 5c 为双极性伪随机序列重建信号频域与时域结果;图 5b 和图 5d 为单极性伪随机序列重建信号频域与时域结果。图 5c 和图 5d 中实线为理想信号,虚线为重建结果。

从频域恢复结果图 5a 和图 5b 中可以看出,使用单极性伪随机序列的重建结果,有较多低频分量且在系统带宽内噪声较多,与图 3 中的恢复结果类似;而通过观察时域恢复结果图 5c 和图 5d 可以看出,使用双极性伪随机序列的重建结果在时域上和原始信号匹配度更高。图 5 结果表明,在当前状态下,使用并行结构的 MZM 之后,光子学随机解调系统重建效果得到了提升。

为了论证并行结构的 MZM 可以得到更好的恢复效果,增加输入信号频率成为 0.49GHz, 1.11GHz,

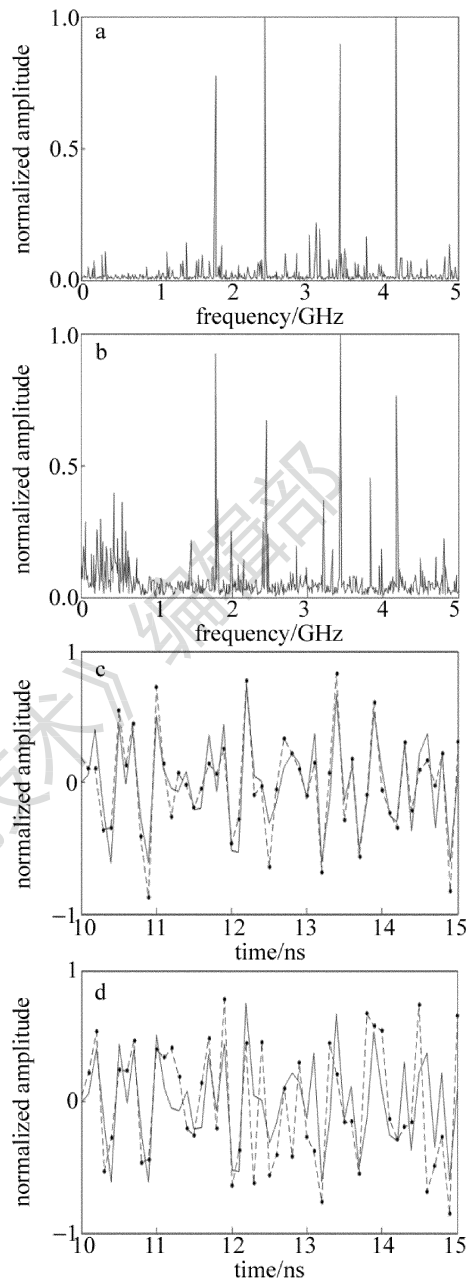


Fig. 5 Effects of random sequence to reconstruction results (input signal is solid and reconstructed signal is dashed in Fig. 5c and Fig. 5d)
 a—spectrum of reconstructed signal with bipolar PRBS b—spectrum of reconstructed signal with unipolar PRBS c—waveform of reconstructed signal with bipolar PRBS d—waveform of reconstructed signal with unipolar PRBS

1.79GHz, 2.45GHz, 3.44GHz, 4.19GHz, 为 6 个频率成分,其它参量与图 5 对应仿真参量相同。对应的仿真结果频谱如图 6 所示。图 6a 为双极性伪随机序列对应重建结果,图 6b 为单极性伪随机序列对应结果。可以观察到并行结构 MZM 勉强地恢复了 6 个位置的频率成分,但是出现了一些幅度较高的非输入频率成分;而单极性伪随机序列没有成功恢复。根据压缩感知理论,频率成分增加,感知效果下降。仿真结果与理论相符。

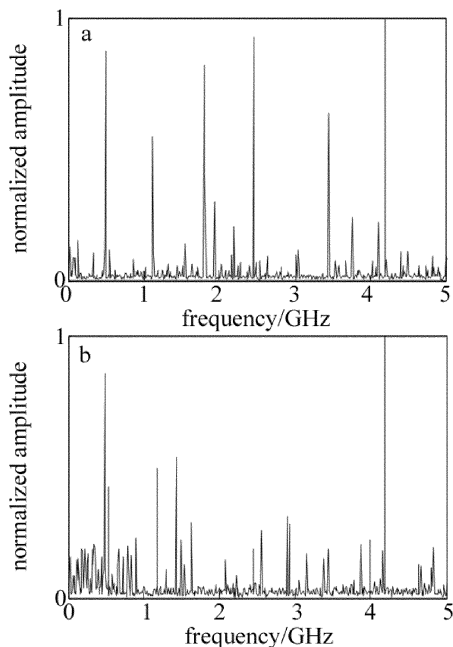


Fig. 6 Recovery spectrum of 6-tones input radio-frequency signal
a—spectrum of reconstructed signal with bipolar PRBS b—spectrum of reconstructed signal with unipolar PRBS

3.2 调制器非线性对光子学压缩感知性能影响及优化

在仿真实验中,设定输入信号为双频输入,输入频率分别为 1.17GHz,1.52GHz,随机解调系统参量设置如下: $N = 1024$,随机序列速率为 10GHz,压缩率为 4,模数转换器的采样速率为 2.5GHz,输入信号信噪比为 20dB.重建结果如图 7 所示.其中图 7a 和图 7c 为无数字域补偿过程的重建信号频域与时域结果,图 7b 和图 7d 为经过数字域补偿后的重建信号频域与时域结果.

观察图 7a 和图 7b 所示结果,在频谱图 7a 上可以观测到信号产生了明显的 3 阶交调,同时可以观测到信号的三倍频处有明显的频率分量.作为对比,图 7b 中 3 阶交调成分相比图 7a 得到明显抑制.而通过时域图形的观察,可以明显地观察到经过数字域补偿后的重建结果和原始信号匹配度更高,符合预期结果.

3.3 结果分析与讨论

从图 5a 中可以发现,输入等幅度的 4 个频率成分,恢复结果中,幅度不尽相等.这是由压缩感知技术自身特点造成的.压缩感知技术存在基底失配的问题^[14],当输入信号无法在选定的正交基底上完美的稀疏表示时,其恢复结果发生偏差,表现为在对应的正交基底上恢复幅度发生变化.为了克服这一问题,利用特殊的重建算法^[15]可以得到更接近真实信号的幅度,然而其计算复杂度远大于普通的算法.尽管压缩感知得到的信号幅度不是完全准确,但是对于侦听雷达等场景,对其幅值准确度要求不高,压缩感知技术提供的便利大于这一缺陷的影响.

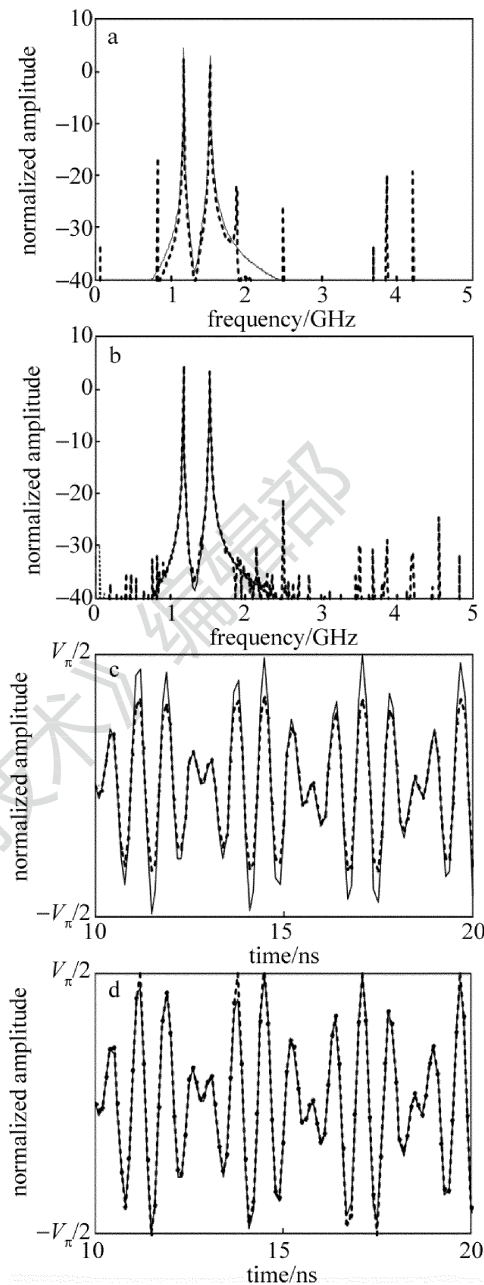


Fig. 7 Effect of nonlinearity compensation (input signal is solid and reconstructed signal is dashed and dotted)
a—spectrum of reconstructed signal without compensation b—waveform of reconstructed signal without compensation c—spectrum of reconstructed signal with compensation d—waveform of reconstructed signal with compensation

4 结论

将压缩感知技术与光子学模数转换技术结合,可以大大提升压缩感知系统带宽,在雷达、通信等领域具有广泛应用前景.为保证光子压缩感知系统中测量矩阵的零均值特性,采用了并行 MZM 结构以实现输入信号与双极性随机序列相混频;而且针对 MZM 调制过程中的非线性影响,本文中采用了数字域非线性补偿以提升系统性能.同时,理论分析和仿真验证也表

明了改进的光子学压缩感知系统的性能优化效果。在未来的工作中,更好地结合压缩感知技术和光子学技术的优势,进一步提升系统性能将成为之后研究的重点。

参 考 文 献

[1] SHANNON C. E. Communication in the presence of noise[J]. Proceedings of the IRE, 1949, 37(1): 10-21.

[2] CANDES E J, ROMBERG J K, TAO T. Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(2): 489-509.

[3] DONOHO D L. Compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.

[4] YAO J P. Microwave photonics[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 314-335.

[5] CANDES E J, ROMBERG J K, TAO T. Stable signal recovery from incomplete and inaccurate measurements[J]. Communications on Pure and Applied Mathematics, 2006, 59(8): 1207-1223.

[6] BARANIUK R, DAVENPORT M, DEVORE R, et al. A simple proof of the restricted isometry property for random matrices[J]. Constructive Approximation, 2008, 28(3): 253-263.

[7] CHI H, ZHANG X M, SHEN L F. Inter-modulation distortion analysis for single-drive mach-zehnder modulator[J]. Acta Optica Sinica, 2006, 26(11): 1619-1622(in Chinese).

[8] REN T T, XU Ch, ZHENG Sh L, et al. Effect of dither tone-based electro-optic modulator bias control on radio-frequency signal[J]. Laser Technology, 2013, 37(6): 773-776(in Chinese).

[9] FIGUEIREDO M A T, NOWAK R D, WRIGHT S J. Gradient projection for sparse reconstruction: application to compressed sensing and other inverse problems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2007, 1(4): 586-597.

[10] TROPP J A, LASKA J N, DUARTE M F, et al. Beyond Nyquist: efficient sampling of sparse band-limited signals[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(1): 520-544.

[11] NICHOLS J M, BUCHOLTZ F. Beating Nyquist with light: a compressively sampled photonic link[J]. Optics Express, 2011, 19(8): 7339-7348.

[12] ROSELLI L, BORGIONI V, ZEPPARELLI F, et al. Analog laser predistortion for multiservice radio-over-fiber systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2003, 21(5): 1211-1223.

[13] DUAN R M, XU K, DAI J, et al. Digital linearization technique for IMD3 suppression in intensity-modulated analog optical links [C]// 2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics Jointly Held with the 2011 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference. New York, USA: IEEE, 2011: 234-237.

[14] McLAUGHLIN C V, NICHOLS J M, BUCHOLTZ F. Basis mismatch in a compressively sampled photonic link[J]. Photonics Technology Letters, 2013, 25(23): 2297-2300.

[15] DUARTE M F, BARANIUK R G. Spectral compressive sensing[J]. Applied & Computational Harmonic Analysis, 2013, 35(1): 111-129.