微波光子技术及应用专题

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2021122905

基于级联MZM的压缩感知微波光子测距雷达

丁毓娇，吴　昊，董　玮*

（吉林大学 电子科学与工程学院 集成光电子学国家重点实验室，长春 130012）

摘　要： 提出了一种基于级联马赫-曾德尔调制器（MZM）的微波光子压缩感知雷达测距系统。在发射端，利用双平行马赫-曾德尔调制器（DPMZM）产生中心频率和带宽四倍频的线性调频（LFM）信号；在接收端，对回波信号进行去斜处理，并利用级联的MZM实现去斜信号和伪随机序列（PRBS）在光域上的混频。通过低通滤波器（LPF）后，利用低速模数转换器（ADC）采用较低的速率对该混频信号进行亚奈奎斯特采样，然后在后端利用正交匹配追踪（OMP）算法对去斜信号进行重构。仿真和验证性实验结果表明，在数据压缩比为8时，该系统可以利用较少的观测值精确恢复去斜信号的频率值，测距误差不超过2 cm。除此以外，该系统降低了雷达中数据采集、存储和信息处理的压力，突破了传统奈奎斯特采样理论的瓶颈。

关键词： 光混频；压缩感知；微波光子雷达；马赫-曾德尔调制器；信号重构

中图分类号： TN958　**文章编号：** 1001－5868(2022)01－0039－06

Compressive Sensing Microwave Photonic Radar for Distance Measurement Based on Cascaded Mach-Zehnder Modulators

DING Yujiao, WU Hao, DONG Wei

(State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, College of Electronic Science & Engineering, Jilin University, Changchun 130012, CHN)

Abstract: A microwave photonic compressive sensing radar is proposed for distance measurement based on cascaded Mach-Zehnder modulators (MZMs). In the transmitter, a dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM) is used to generate the quadrupled linearly frequency-modulated (LFM) signals. In the receiver, the echo signal can be de-chirped and the de-chirped signal can be mixed with a pseudo-random bit sequence (PRBS) in the optical field by using cascaded MZMs. Then the mixed signal can be acquired by a low pass filter (LPF) and sampled at a sub-Nyquist sampling rate by using a low-speed analog-to-digital converter (ADC). Finally, orthogonal matching pursuit (OMP) algorithm can be used to recover the de-chirped signal. The results of the simulation and proof-of-concept experiment demonstrate that when the data compression ratio is 8, the system can reconstruct the frequency of the de-chirp signal with less observed value and the distance measurement error is less than 2 cm. In addition, it reduces the pressure of data sampling, storage and information processing, and it breaks Nyquist sampling theory.

Key words: optical mixing; compressive sensing; microwave photonic radar; Mach-Zehnder modulator; signal construction

收稿日期：2021－12－29.

基金项目：国家自然科学基金项目(61875070)；吉林省科技发展计划项目(20180201032GX).

* **通信作者：**董　玮　　**E-mail:** dongw@jlu.edu.cn

0 引言

雷达及雷达技术在人们的生活中得到广泛的应用，涉及民用、军事等各个方面[1-2]。传统雷达受限于电子瓶颈，在大带宽信号的产生、采样及信息处理等方面遇到很多问题。微波光子雷达作为一种新兴雷达，能够将光子学应用于雷达系统中，进而解决以上问题[3-5]，并且具有低功耗、大带宽、大动态范围、不受电磁干扰等优势[6]。

在微波光子雷达测距系统的发射端，最常用的信号形式是线性调频(LFM)信号。为了获得大带宽的发射信号，通常利用光子倍频技术，对原发射信号进行处理。目前，已经提出一些光子倍频方案[7-10]，如使用马赫-曾德尔调制器(MZM)产生十六倍频信号[11]。利用光纤布拉格光栅产生四倍频信号[12]。在信号的接收端，可以利用混频技术，对回波信号进行去斜接收，以获得一个较低频率的去斜信号，通过读取去斜信号的频率值，得到目标的距离信息[13-15]。

如果目标和雷达之间的距离太远，去斜信号的频率也会增加，根据奈奎斯特采样理论，在模拟/数字信号的转换过程中，采样频率应大于信号最高频率的二倍，这为后续的模数转换器(ADC)采样和数据处理器带来了压力。同时，电子瓶颈和成本等限制，降低了雷达系统的灵活性和快速测距的能力。因此压缩感知(CS)理论被提出来，它可以实现利用低速 ADC 对高频率信号进行采样，为雷达系统的快速测量提供了可能[16-18]。在压缩感知理论中，可以通过将信号与伪随机序列(PRBS)进行混频的方式来实现频谱扩展[19]。在微波光子链路中，通过空间光调制器可以实现光混频[20]，利用脉冲光源和 MZM 可以实现时间拉伸，来降低随机序列的速率[21]。使用级联的 MZM 不仅可以实现 PRBS 和信号的混频，而且可以利用 500 MHz 带宽的 ADC 重构恢复出 GHz 量级的原始信号[22]。

针对雷达系统需要发射大带宽信号的要求以及信号接收端数据量较大的特点，本文设计了一种基于级联 MZM 的微波光子压缩感知雷达测距系统。在信号发射端，使用双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)实现四倍频 LFM，在接收端采用级联的 MZM 实现去斜信号和 PRBS 在光域上的混频，同时利用低通滤波器(LPF)和低速 ADC 实现该信号的压缩采样和重构。仿真和实验结果表明，当数据压缩比为 8 时，使用少量的观测值便能够精确地重构出去斜信号的频率值，从而降低硬件成本和数据处理的压力，在实时测距和快速高精度成像等方面具有极大的优势和潜力。

1 微波光子压缩感知雷达测距系统

图 1 为微波光子压缩感知测距雷达系统结构示意图。在雷达信号发射端，激光器 1(CW1)产生频率为 f_c 的激光，并注入 DPMZM 中。同时任意波形发生器(AWG)产生中频 LFM 信号，经过 90°电桥(hybrid coupler)后，电桥两端输出相位差为 π/2 的两个电信号，分别注入 DPMZM 中调制两个子 MZM。这两个子 MZM 均偏置在最大传输点，在小信号模式下，忽略高阶边带的影响，在两个子 MZM 的输出端均可以获得光载波和 ±2 阶边带。DPMZM 中的主 MZM 偏置在最小传输点，在两个子 MZM 输出信号中引入 180°相位差，因此在 DPMZM 的输出端口，光载波相互抵消，只留下 ±2 阶边带。在经过光电探测器 1(PD1)拍频之后，会得到中心频率和带宽相比于原始 LFM 都扩大四倍的 LFM 信号。

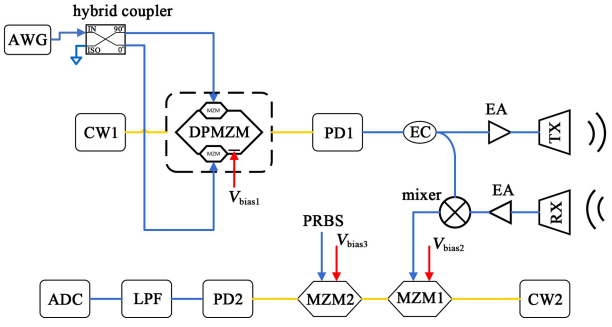


图 1 微波光子压缩感知测距雷达系统结构示意图

CW1 输出的光信号为

$$E_{in}=E_c\cos(2\pi f_c t) \tag{1}$$

其中，E_c 为光信号的幅度，f_c 是光信号的频率。

设定 AWG 发出的 LFM 信号为 $f_{IF}=\cos[2\pi(f_1+kt)t]$，其中，$f_1$ 为信号的起始频率，k 为信号的调啾率，$B=kt$ 为信号的带宽。则 DPMZM 输出的光信号为

$$E_{DPMZM}(t)=E_{in}\left[\sum_{n=1}^{\infty}J_{4n-2}(m)\{\cos(2\pi(f_c+(4n-2)f_{IF})t+\cos(2\pi(f_c-(4n-2)f_{IF})t)\}\right] \tag{2}$$

其中，m 为子 MZM 的调制指数，且 $m=\pi V_{1F}/V_{\pi}$。J_{4n-2} 表示第一类$(4n-2)$阶贝塞尔函数。当高阶边带被忽略时，上述公式可简化为

$$E_{DPMZM}(t)\approx E_{in}J_2(m)[\cos\{2\pi(f_c+2f_{IF})t\}+\cos\{2\pi(f_c-2f_{IF})t\}] \tag{3}$$

PD1 后输出的电信号为

$$i(t)\propto\cos[2\pi(4f_1+4kt)t] \tag{4}$$

该四倍频信号经过电放大器之后由发射天线发出到探测空间，遇到目标之后反射回来，回波信号由系统的接收天线收集，经过电放大器后与发射信号进行混频，由于回波信号相比于发射信号有一定时间的延迟 $\Delta\tau$，因此两者之间有一定的频率差，该频率差对应的信号被称为去斜信号，且 $\Delta f=4k\Delta\tau$，如图 2 所示。因此目标的距离为

$$r=\frac{c\cdot\Delta\tau}{2}=\frac{c\cdot\Delta f}{8k} \tag{5}$$

其中，c 为真空中的光速。

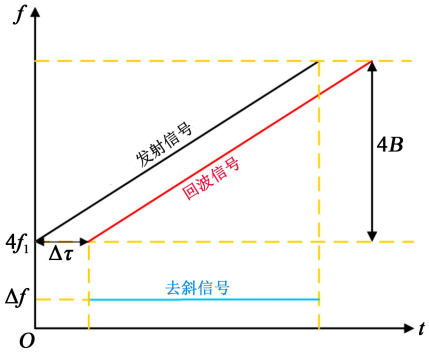


图 2　去斜接收的原理

2　光混频与压缩感知理论

为了利用压缩感知理论，采用亚奈奎斯特采样率进行采集和重构去斜信号，需要将该去斜信号与 PRBS 进行混频，以达到频谱扩展的目的。需要注意的是，PRBS 的速率应超过去斜信号频率的 2 倍。之后再利用 LPF 和 ADC 采集携带目标信息的低频信号，在信号处理过程中使用重构算法，以较少的观测值恢复未知信号。假设去斜信号的时域表示为 $x(t)$，在图 1 中，$x(t)$ 和信号源发出的伪随机序列 $r(t)$，分别注入 MZM1 和 MZM2 中进行调制，MZM1 和 MZM2 都偏置在正交传输点，在小信号调制的情况下，MZM1 输出的光功率近似为

$$P_{out1}\approx\frac{1}{2}P_{in}\left[1+\pi\frac{V_{x(t)}}{V_{\pi}}\right] \tag{6}$$

其中，P_{in} 为 CW2 发射的光功率，$V_{x(t)}$ 为 $x(t)$ 对应的电压幅度，V_{π} 为 MZM1 的半波电压。

所以，MZM2 输出的级联后的光功率为

$$P_{out2}=\left[1+\frac{\pi}{V_{\pi}}x(t)\right]\left[1+\frac{\pi}{V_{\pi}}r(t)\right]=1+\alpha_1x(t)+\alpha_2r(t)+\alpha_1\alpha_2x(t)r(t) \tag{7}$$

其中，α_1 和 α_2 分别为 MZM1 和 MZM2 的调制指数。PD2 拍频后的信号经过 LPF 之后可以过滤掉去斜信号的频率分量，因此经过 LPF 后的输出功率为

$$P_{out3}=\alpha_2r(t)[1+\alpha_1x(t)] \tag{8}$$

在压缩感知理论中，压缩采样重构过程可以表示为

$$y=\Phi x \tag{9}$$

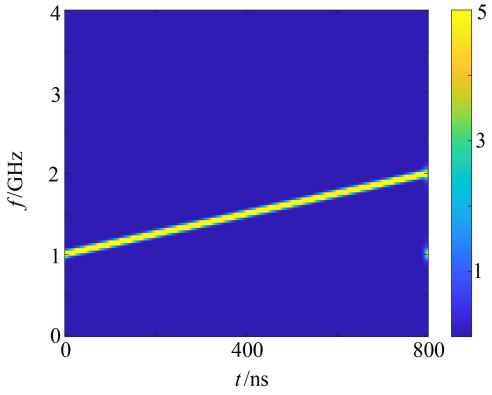
其中，y 是低维的 $M\times1$ 观测信号序列，x 是未知的高维 $N\times1$ 待重构序列。如果数据的压缩比为 R，则 $M=N/R$。$\boldsymbol{\Phi}$ 为测量矩阵，主要由三个部分构成：$\boldsymbol{D}$ 为 $M\times N$ 的观测矩阵，$\boldsymbol{H}$ 为 LPF 的脉冲响应矩阵，$\boldsymbol{P}$ 为 $N\times N$ 的对角矩阵，对角元素为随机序列值。x 可以通过傅里叶稀疏基矩阵 $\boldsymbol{W}$ 转换为频域上的稀疏信号 θ。通过求解

$$\hat{\theta}=\arg\min\|\theta\|_{l1},\text{subject to }\boldsymbol{\Phi W}\theta=y \tag{10}$$

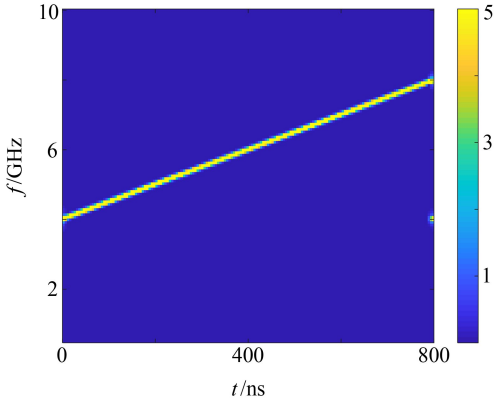
可以得到 x 的最佳估计 $\hat{x}$。在本文中，LPF 输出的时域信号作为观测信号 y，$r(t)$的数值用来构建观测矩阵，通过正交匹配追踪（OMP）算法来重构 $x(t)$，至此实现了压缩感知重构的全过程。

3　系统仿真和实验

首先按照图 1 所示的结构搭建仿真系统。CW1 发出 1 550 nm 波长的激光，功率为 10 dBm。MZM1 和 MZM2 的半波电压均为 4 V，插入损耗为 3.5 dB，消光比为 30 dB。AWG 发出的 LFM 信号起始频率为 1 GHz，带宽为 1 GHz，信号周期为 800 ns，如图 3（a）。经过 DPMZM 和 PD1 后，生成的四倍



（a）　AWG 产生的 LFM 信号

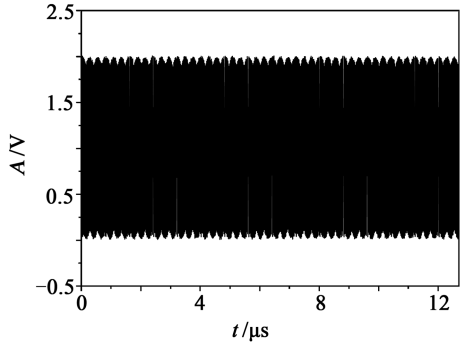


(b) 四倍频之后的 LFM 信号

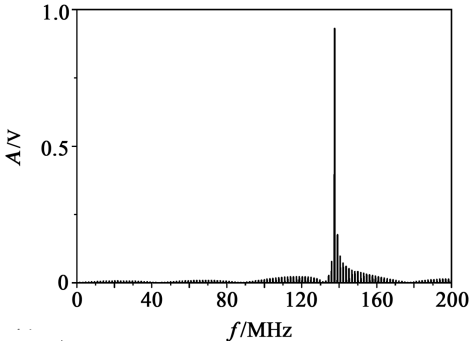
图 3 传输信号时频图

频 LFM 信号起始频率为 4 GHz，带宽为 4 GHz，时频图如图 3(b)所示。

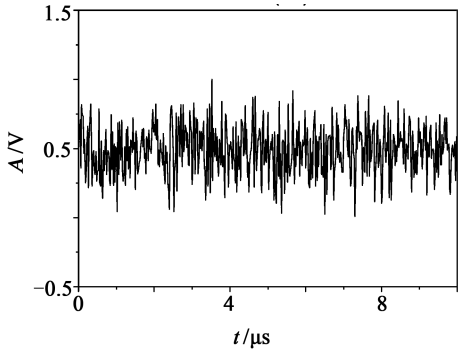
经过目标后的回波信号与传输信号进行混频，注入 MZM1 中，另一信号源产生 400 MS/s 的 PRBS，注入到 MZM2 中。设定系统中存在器件延时，当目标的距离为 0.5 m 时，去斜频率值为 137 MHz，包含器件延时对应的频率和目标距离对应的频率。图 4(a)为完整采样时的时域信号，根据奈奎斯特采样定理，此时 ADC 的采样频率为 400 MS/s，观测点数为 4 096。图4(b)为此时的时域信号频谱图，图中的去斜频率峰值为 137.5 MHz，与设定值相比有偏差是仿真系统造成的误差所致。图4(c)为数据压缩比



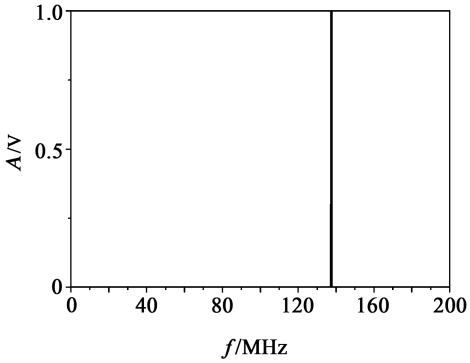
(a) 采样频率为 400 MS/s 时的采样信号时域图



(b) 采样频率为 400 MS/s 时的采样信号频谱图



(c) 采样频率为 50 MS/s 时的重构信号时域图



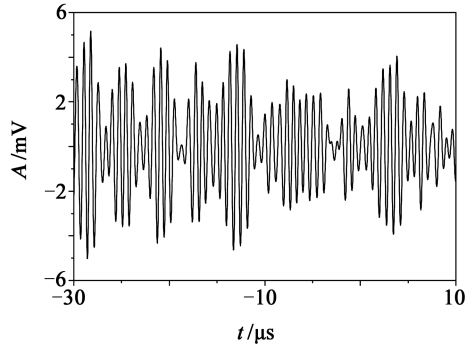
(d) 采样频率为 50 MS/s 时的重构信号频谱图

图 4 仿真结果图

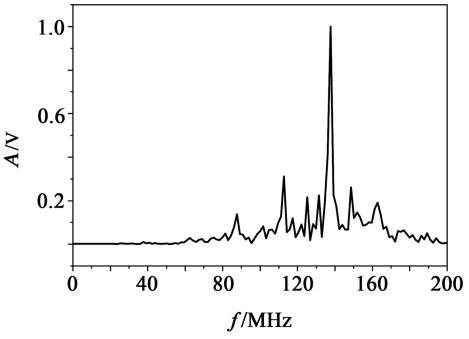
为 8(即 ADC 采样频率为 50 MS/s)时得到的时域混频信号，此时观测点数为 512($M=N/8$)。图 4(d)为根据 OMP 算法重构得到的信号频谱图，图中频率峰值为 137.5 MHz。根据重构信号得到的频率值计算的目标距离与设定距离的误差为 1.5 cm。

按照图 1 所示的结构搭建系统进行实验验证。激光器(Santac TLS-510)产生波长为 1 550 nm、功率为 18 mW 的激光，注入 DPMZM(PHOTLINE MXIQ-LN-40)中。AWG(Keysight M8196A)产生起始频率为 1 GHz、带宽为 1 GHz 的 LFM 信号，信号周期为 800 ns，对 DPMZM 进行调制，经过 PD1(KG-PD-50G-A-FC)后产生周期为 800 ns、带宽为 4 GHz 的 LFM 信号。该四倍频信号经过电放大器(AV80212)之后通过喇叭天线发射到自由空间。回波信号经由喇叭天线回收之后，与发射信号混频进行去斜处理，得到一个单频信号，示波器(Keysight MSOV254A)作为 ADC 接收和采集时域信号。图 5(a)为该去斜信号的时域表示，图 5(b)为该去斜信号的频谱图。此时示波器的采样频率为 400 MS/s，观测点数为 4 096，从频谱图中可以得到去斜频率峰值为 137.7 MHz。当进行压缩采样时，该去斜信号首先注入 MZM1(Oclaro AM-20)中，另

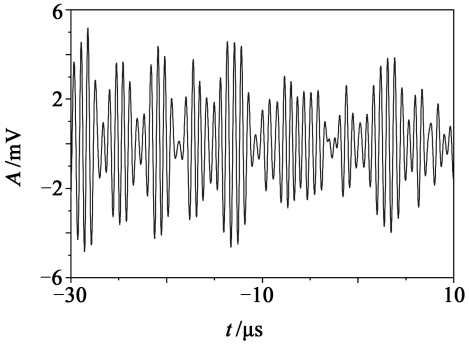
一信号源产生的PRBS注入MZM2(Oclaro AM-20)中，MZM1 和 MZM2 均偏置在正交传输点。混频后的信号经 PD2(Finisar XPDV2120RA)拍频后由示波器进行采集，此时示波器的采样频率为50MS/s，观测点数为 512，即数据的压缩比为 8。收集到的观测点利用 OMP 算法进行重构。图 5(c)为重构信号的时域图，信号的恢复残差 $\|\hat{x}-x\|_2$ 为 0.007 1。图 5(d)所示为重构信号的频谱图，峰值对应的频率值为 137.7 MHz。从图中可知，去斜信号的频率值被准确地恢复出来，达到了根据重构信号测距的目的。



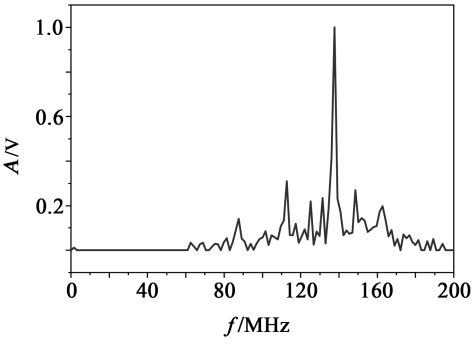
(a)　采样频率为 400 MS/s 时采样信号时域图



(b)　采样频率为 400 MS/s 时采样信号频谱图



(c)　采样频率为 50 MS/s 时重构信号时域图



(d)　采样频率为 50 MS/s 时重构信号频谱图

图 5　实验结果图

当目标距离发生改变时，去斜频率也会发生改变。因为在系统中不同的器件延时会对测量的去斜频率产生一定的影响，所以以 0.5 m 为参考距离，测定其他距离相对于参考距离的偏差，以衡量该测距系统的精度。图 6 为该系统测量的距离和重构信号频率以及误差之间的关系，数据的压缩比为 8。从图中可以看出，重构信号频率值和目标距离近似呈线性关系，同时距离的测量误差(E)不超过 2 cm。

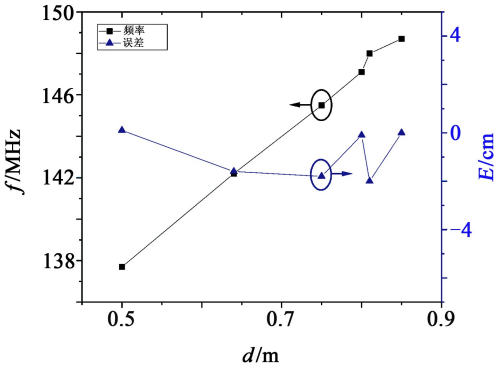


图 6　测量的距离和重构信号频率误差之间的关系

短距离测距雷达可以应用在倒车雷达系统等汽车辅助安全装置中。它可以快速、准确地测量障碍物与汽车之间的距离，与摄像头、长距离雷达和传感器等数据融合时，可以实现车辆周围全角度目标探测和环境感知，进而建立一种先进的汽车驾驶辅助系统。该压缩感知测距系统同样支持远距离目标的探测。在本文的实验中数据的压缩比为 8，可以实现信号的准确重构。当目标距离变远时，天线接收到的回波信号功率较低，且信号的回波可能会被其他噪声信号淹没，影响系统远距离测距的准确性。因此在远距离测距时，需要进一步提高回波信号强度与噪声强度之比，以保证远距离测距的准确性。为了增强信噪比，可以在信号混频部分使用低噪声混频器，或在混频前加低噪声前置放大器来降低噪声频率。此外，可以在接收天线后加入滤波器组，并设置恰当的功率检测阈值来过滤噪声信号。如果回波信号的信噪比提高，同时保证一定的数据压缩比，系统可以实现准确度较高的远距离测距。

4 结论

本文提出了一种基于级联 MZM 的光混频和压缩感知微波光子雷达测距系统，并进行了仿真和实验验证。该系统在发射端，利用 DPMZM 产生四倍频的 LFM 信号，在接收端利用级联 MZM 实现去斜频率和伪随机序列的光混频，并利用低通滤波器和低速 ADC 实现信号的亚奈奎斯特采样。通过搭建仿真以及实验系统，在数据压缩比为 8 时，可以完整恢复出被测信号，同时能够根据去斜频率值进行测距研究，测距误差不超过 2 cm。证明了该方案能够利用低维的观测信号恢复出高维的原始信号，大大减少了雷达系统中数据的采集量、存储量以及数字信号处理的压力，降低了雷达系统对模数转换器的速度及精度要求。该雷达可应用于民用、军事等各方面，具有抗干扰能力强、带宽大等优点，在高精度图像重建等方面有巨大的应用潜力。

参考文献：

[1] Li C, Peng Z, Huang T Y, et al. A review on recent progress of portable short-range noncontact microwave radar systems [J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2017, 65(5): 1692-1706.

[2] Long T, Liang Z N, Liu Q H. Advanced technology of high-resolution radar: target detection, tracking, imaging, and recognition[J]. Sci. China Inf. Sci., 2019, 62(4): 40301.

[3] Pan S L, Zhang Y M. Microwave photonic radars[J]. J. Lightwave Technol., 2020, 38(19): 5450-5484.

[4] Panda S S S, Panigrahi T, Parne S R, et al. Recent advances and future directions of microwave photonic radars: A review [J]. IEEE Sens. J., 2021, 21(19): 21144-21158.

[5] Pan S L, Ye X W, Zhang Y M, et al. Microwave photonic array radars[J]. IEEE J. of Microwaves, 2021, 1(1): 176-190.

[6] Yao J P. Microwave photonics[J]. J. Lightwave Technol., 2009, 27(3): 314-335.

[7] Li Y Y, Wen A J, Zhang W, et al. A simple and tunable photonic generation of frequency-doubled triangular waveform based on two cascaded modulators[J]. Opt. Commun., 2019, 445: 231-235.

[8] Ou H, Chen B, Fu H, et al. Microwave-photonic frequency doubling utilising phase modulator and fibre Bragg grating[J]. Electron. Lett., 2008, 44(2): 131-133.

[9] Zhai W L, Wen A J, Shan D J. Photonic generation and transmission of frequency-doubled triangular and square waveforms based on two Mach-Zehnder modulators and a Sagnac loop[J]. J. Lightwave Technol., 2019, 37(9): 1937-1945.

[10] Li S Q, Gao X, Li H Y, et al. Photonic generation of frequency-doubled triangular-shaped waveforms based on a PM-MZM modulator[J]. J. Russ. Laser Res., 2020, 41(5): 521-527.

[11] Wang D F, Tang X F, Xi L X, et al. A filterless scheme of generating frequency 16-tupling millimeter-wave based on only two MZMs[J]. Opt. Laser Technol., 2019, 116: 7-12.

[12] Zhang J X, Jiang W J, Yu Y, et al. Photonics-based simultaneous measurement of distance and velocity using multi-band LFM microwave signals with opposite chirps[J]. Opt. Express, 2019, 27(20): 27580-27591.

[13] Cheng H X, Zou X H, Lu B, et al. High-resolution range and velocity measurement based on photonic LFM microwave signal generation and detection[J]. IEEE Photon. J., 2019, 11(1): 1-8.

[14] Lee T Y, Jeon S Y, Han J H, et al. A simplified technique for distance and velocity measurements of multiple moving objects using a linear frequency modulated signal[J]. IEEE Sens. J., 2016, 16(15): 5912-5920.

[15] Candes E J, Wakin M B. An introduction to compressive sampling[J]. IEEE Signal Process. Mag., 2008, 25(2): 21-30.

[16] Baraniuk R G, Cevher V, Duarte M F, et al. Model-based compressive sensing[J]. IEEE Trans. Inf. Theory, 2010, 56(4): 1982-2001.

[17] Ender J H G. On compressive sensing applied to radar[J]. Signal Process., 2010, 90(5): 1402-1414.

[18] Li G, Zhang H, Wang X Q, et al. ISAR 2-D imaging of uniformly rotating targets via matching pursuit[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 2012, 48(2): 1838-1846.

[19] Zhu Z J, Chi H, Jin T, et al. Photonic compressive sensing for analog-to-information conversion with a delay-line based microwave photonic filter[J]. Opt. Commun., 2016, 371: 83-88.

[20] Valley G C, Sefler G A, Shaw T J. Compressive sensing of sparse radio frequency signals using optical mixing[J]. Opt. Lett., 2012, 37(22): 4675-4677.

[21] Chi H, Chen Y, Mei Y, et al. Microwave spectrum sensing based on photonic time stretch and compressive sampling[J]. Opt. Lett., 38(2): 136-138.

[22] Yan L, Dai Y T, Xu K, et al. Integrated multifrequency recognition and down conversion based on photonics-assisted compressive sampling[J]. IEEE Photon. J., 2012, 4(3): 664-670.

作者简介：

丁毓娇(1994—)，女，黑龙江省伊春市人，博士研究生，主要从事微波光子雷达通信系统和信号处理的研究；

董　玮(1973—)，女，黑龙江省富锦市人，博士，教授，博士生导师，从事微波光子学方面的研究。