

光学学报

基于一体化波形的 W 波段光子辅助通信感知系统

何汶忠, 刘家轩, 杨雄伟, 魏怡, 王凯辉, 周雯, 余建军*

复旦大学信息科学与工程学院, 上海 200433

摘要 提出并演示了一个光子辅助的集成雷达和通信系统,该系统利用光子辅助拍频在 W 波段产生毫米波信号。通过将正交相移键控(QPSK)信号编码到线性调频连续波(LFMCW)雷达信号上,实现了传感和通信波形的集成。一体化波形可以通过去啁啾分离通信信号与雷达感知信号,并通过脉冲压缩实现高分辨率感知。实验结果表明,在 91 GHz 频段内可实现单目标和双目标检测,感知精度约为 2.0 cm。此外,成功实现了 W 波段下 2 m、10 m 和 50 m 传输距离的 20 Gbit/s 高质量无线通信。该系统还适用于各种成分的一体化波形,为高速通信和高分辨率雷达感知融合提供了有效参考。

关键词 光通信; 通信与雷达感知一体化系统; 毫米波通信; 脉冲压缩; 一体化波形

中图分类号 O436 **文献标志码** A

DOI: 10.3788/AOS231772

1 引言

随着无线通信和信息技术的不断进步,移动数据传输量每年几乎翻一番。与此同时,接入设备的激增以及物联网(IoT)、高清直播、虚拟现实(VR)和增强现实(AR)等新兴技术的广泛使用,加剧了对高速通信的迫切需求。然而,考虑到当前通信频率和带宽的限制,满足大量数据传输需求仍然是一个艰巨的挑战^[1-2]。目前使用的 6 GHz 以下的频段已经变得相对拥挤,而 6~300 GHz 的毫米波频段范围仍有很大一部分未被开发,其所拥有的频谱资源异常丰富。除此之外,与目前商用的较低微波频段相比,毫米波频段的可用带宽明显超过商用的微波频段,是 5G、6G 通信的关键技术^[3-4]。

近年来,将雷达感知与通信相结合的一体化系统受到人们的广泛关注。雷达和无线通信作为射频(RF)技术领域最重要和关键的两个应用技术,二者正朝着集成一体化的方向发展。尽管它们最初是独立开发和设计的,且迎合不同的功能和频段,但是一体化的设计可以更加高效地利用频谱与功率的资源^[5]。目前,主流的雷达和通信一体化方案可分为两类:信号复用方式和信号共享方式^[6]。

信号复用方式所采用的技术包括时分复用(TDM)、频分复用(FDM)和空分复用(SDM)等^[7-9]。TDM 方案通过将信号分配到不同的时隙来实现通信和雷达感知的融合,而 FDM 方案则利用分配至不同

频带的方式来实现二者的融合。Poulton 等^[10]提出一种结合光探测与测距和自由空间数据通信的高性能集成光学相控阵系统。该系统在 185 m 的远距离范围实现了 10 Gbit/s 的数据传输速率。然而,阵列设计的控制复杂度及其带来的高功耗问题使得系统的复杂性相对较高。为了简化这个复杂的系统,Wang 等^[11]提出一种基于四倍频的 W 波段联合雷达通信(JRC)系统。在离线数字处理端,雷达和通信功能通过不同时隙分配 QPSK 序列和线性调频连续波(LFMCW)信号来实现。在实验中,该系统实现了 0.94 cm 的高距离分辨率和 10 Gbit/s 的传输速率。与 TDM 方案不同,FDM 方案可以连续不间断地发送信号。Wang 等^[12]介绍了一种工作在 W 波段的新型 FDM 集成通信和雷达传感系统。在这个系统中,通过两个自由运行的外腔激光器(ECL)同时产生位于不同频段的线性调频(LFM)信号和高速 MQAM 信号,实现了 78 Gbit/s 的传输速率和 3 cm 的雷达传感分辨率。

信号共享方式将雷达探测信号和信息传输信号无缝集成为统一的信号,不仅提高了传输效率,而且改善了 FDM 系统中使用的不同频段带来的相互干扰问题。Nie 等^[13]提出一种工作在 K 波段的雷达和通信集成信号(ISAC)系统。它通过将幅度移位键控(ASK)调制信号编码到 LFMCW 信号上,实现了精度高达 1.8 cm 的雷达探测。然而,该系统的峰值旁瓣比(PSR)和传输速率分别被限制在 9.5 dB 和 100 Mbit/s,主要归因于 LFMCW 雷达脉冲和 ASK 信号之间的功

收稿日期: 2023-11-09; 修回日期: 2024-01-02; 录用日期: 2024-01-10; 网络首发日期: 2024-02-20

基金项目: 国家自然科学基金(61835002, 61935005, 62305067, 62375219, 62331004)

通信作者: *jianjun@fudan.edu.cn

率域相互干扰。为了进一步提高 PSR, Gao 等^[14]提出了基于相位编码雷达脉冲极性的通信序列编码技术, 并成功提高了系统的 PSR 性能。在后续研究中, Bai 等^[15]通过引入开关键控(OOK)信号替代 ASK 信号, 进一步将数据传输速率提高到 1 Git/s。此外, Huang 等^[16]通过引入 16QAM 正交频分复用(OFDM)格式来提高数据传输速率, 成功将数据传输速率和距离分辨率分别提高到 8 Gbit/s 和 1.5 cm。

本文提出并通过实验验证了一种基于光子辅助的集成雷达和通信一体化信号系统, 并基于该系统, 采用信号共享的方式设计了一体化波形, 以实现通信感知的融合方案。实验系统采用光子辅助的方式生成 W 波段毫米波信号, 相较于纯电方式, 光子辅助的方式可以突破电子器件带宽的限制瓶颈, 生成高频率、大带宽, 并易于与光纤链路集成的太赫兹信号^[17]。与文献[10-12]的 TDM、FDM 方案相比, 所采用的信号共享方式可以避免因时隙分配与频谱分配带来的复杂度

高和功率分配不均。实验采用的一体化波形设计原理是将 QPSK 信号编码到基带的 LFM 信号上, 并在预设的 10 GHz 固定带宽下, 测试了不同带宽分配方式的一体化波形的通信与感知性能, 成功实现了厘米级别(约 2.0 cm)的距离分辨率和高达 20 Gbit/s 的数据传输速率。

2 基本原理

图 1 为光子辅助集成雷达和通信系统的示意图, 该系统包括 3 个主要组件: 雷达/通信发射器、通信接收器和雷达接收器, 其中 ECL 为外腔激光器, MZM 为马赫-曾德尔调制器, AWG 为任意信号发射机, EDFA 为掺铒光纤放大器, PM-OC 为偏振保持耦合器, ATT 为衰减器, PD 为光电二极管, LNA 为低噪声放大器, HA 为喇叭天线, ELO 为本地电振荡器, EA 为电放大器, FFT 表示快速傅里叶变换, OSC 为示波器, DSP 表示数字信号处理。

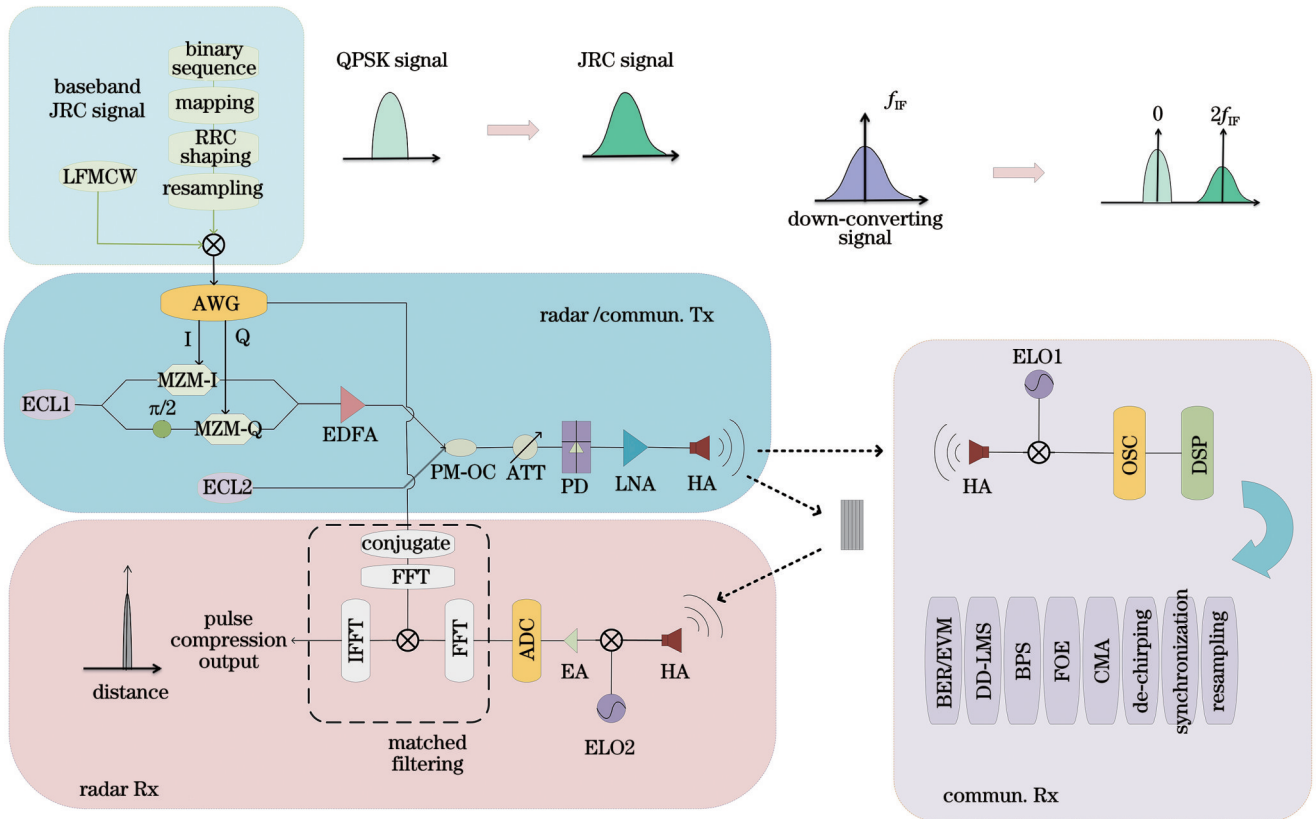


图 1 光子辅助的毫米波通信与雷达感知一体化系统原理图

Fig. 1 Schematic of photonics-aided millimeter wave joint communication and radar sensing system

在雷达/通信发射端, 采用两个外腔激光器(ECL1 和 ECL2)产生两个频率间隔在 W 波段的激光载波。其中, ECL1 产生的光载波作为 IQ 调制器的载波输入, 而 ECL2 产生的信号作为相干拍频的输入。AWG 用于将所需的 JRC 信号从数字域转换到模拟域, 并作为 I/Q 调制器的调制输入。具体的 JRC 信号产生过程主要包括两个步骤: 首先, 在数字域中创建通信序列和

LFM 信号; 其次, 将通信序列编码到基带的 LFM 信号上, 得到的 JRC 信号可表示为

$$S_{\text{JRC}}(t) = A(t) \cdot \exp[j2\pi(f_s t + 0.5kt^2)], \quad t \in [-T/2, T/2], \quad (1)$$

式中: $A(t)$ 为通信序列; f_s 、 k 、 T 分别为 LFM 的初始频率、啁啾率和完整一帧 JRC 信号的持续时间。

随后, 将 JRC 信号输入 AWG 生成模拟信号, 并将

其作为驱动信号送入 IQ 调制器的两个子调制器上。经调制得到的基带 JRC 信号再通过 EDFA 放大,输入 PM-OC 后与 ECL2 输出的光载波进行拍频。耦合器的输出信号可以表示为

$$E_{\text{PM-OC}}(t) \propto A(t) J_0(m_0) J_1(m_1) \exp[j2\pi(f_{c1}t + f_s t + 0.5kt^2)] + \exp(j2\pi f_{c2}t), \quad (2)$$

式中: m_i ($i=0, 1$) 为 IQ 调制器中 MZM 的调制指数; J_n ($n=0, 1$) 表示第一类 n 阶贝塞尔函数; f_{c1} 和 f_{c2} 分别为 ECL1 和 ECL2 产生的光载波频率。

拍频完成后,信号通过 ATT 进行功率调节,通过 PD 将光信号转换为发射所需的毫米波电信号。PD 输出的毫米波信号通过 LNA 进一步放大,并通过 HA 发射到自由空间。PD 产生的毫米波信号表示可以描述为

$$I_{\text{PD}}(t) \propto 2R \left\{ A(t) J_1(m_1) \cos[2\pi(f_{c1} + f_s - f_{c2} + 0.5kt)t] + \frac{1}{2} A^2(t) J_0^2(m_0) J_1^2(m_1) + \frac{1}{2} \right\}, \quad (3)$$

式中: R 为 PD 灵敏度。

经过自由空间的传输,部分信号被通信端接收天线接收,经过一系列离线 DSP 处理后可以恢复出原始通信序列;部分信号被待检测目标反射形成回波信号,再被雷达接收天线接收,通过后续处理可以实现目标的距离检测等。

2.1 信号接收端

发射端产生的毫米波信号经过空间传播后,最终被通信天线接收。在通信接收端,HA 捕获的信号与本地振荡器产生的信号相乘,转换为中频信号。随后,通过示波器(OSC)采集存储中频信号,用于随后的离线 DSP 操作。在 DSP 流程中,中频信号被重采样后,与预先存储的传输数据或 LFM 序列进行同步,该同步可以通过匹配过滤或利用备份数据或 LFM 序列的已知数据的自相关特征来实现。随后,将同步后的中频 JRC 信号与共轭备份的 LFM 信号混合以进行去啁啾解调。备用 LFM 信号具有与信号源产生的原始 LFM 信号相同的带宽和啁啾速率。其中,去啁啾的过程可以表示为

$$I_{\text{de-chirping}}(t) \propto J_0(m_0) J_1(m_1) A(t) \cos[2\pi(f_{c1} - f_{c2} - f_{\text{ELO1}} + 0.5kt)t] \times \text{conj}\left\{ \exp[j2\pi(f_s + 0.5kt)t] \right\}, \quad (4)$$

式中: $\text{conj}(\cdot)$ 表示共轭变换函数; f_{ELO1} 为振荡器 ELO1 的频率; $f_s = f_{c1} - f_{c2} - f_{\text{ELO1}}$ 。

完成去啁啾操作后,使用低通滤波器便可分离出通信信号频谱。然后,通过传统的均衡算法便可以有效地恢复通信数据。

2.2 雷达接收端

发射端产生的毫米波信号经过目标反射后,最终被雷达接收天线接收。由于在实验中雷达端使用的参

考信号是基带信号,因此将接收的回波信号下变频为基带信号,并通过电放大器(EA)放大。EA 放大后得到的信号可以表示为

$$i_{\text{DDC}} \propto A(t) \cos[2\pi \times 0.5k(t + \tau)^2], \quad (5)$$

式中: τ 为回波信号的时间延迟。采用脉冲压缩的方法,即匹配滤波^[18],从回波信号中提取时间延迟 τ 。匹配滤波的时域表达式为

$$h(t) = ks(t_0 - t), \quad (6)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau, \quad (7)$$

式中: k 为常数; $s(t)$ 为参考信号; $y(t)$ 为匹配滤波的输出。匹配滤波流程如图 1 所示,通过匹配滤波,可以从回波信号中提取出目标延迟信息,并在时域上以固定延时的脉冲形式输出。由式(6)可知,匹配滤波的实际作用是对输入信号进行自相关运算。为了降低系统操作的复杂性,选择频域匹配滤波的方法,这是因为时域匹配滤波在数字端所使用的卷积运算的复杂性远远高于使用 FFT 模块。

3 实验与结果

图 2(a) 为光子辅助集成雷达和通信系统的示意图。图 2(b) 展示了室内 2 m 实验的装置。在本实验中,一体化信号的总带宽被设置为 10 GHz。通信数据被调制在 LFM 相位上,所以一体化信号总带宽为通信信号与雷达信号的带宽之和。本实验中,LFM 的带宽分布在 0.1~10 GHz 范围内,与之匹配的 QPSK 的符号速率在 0.1~10 Gbaud 范围内。实验选取的 LFM 信号的时间宽度为 1 μ s, QPSK 信号由滚降系数为 0.2 的根升余弦(RRC)滤波器产生。上述流程均在 MATLAB 平台上操作。产生的数字信号由 AWG (Keysight M8194A) 转换为模拟信号,所使用的 AWG 最大采样率为 120 GSa/s。随后,信号作为驱动输入 IQ 调制器中。IQ 调制器的输出信号由 EDFA 放大,并在输入 PD 之前通过 PM-OC 与 ECL2 耦合拍频。光载波 ECL1 工作在 1550 nm,线宽为 100 kHz; ECL2 工作在 1550.73 nm,线宽也为 100 kHz。ECL1 和 ECL2 的频率间隔为 91 GHz,位于 W 频段。采用 ATT 将光功率控制在 1 dBm~−3dBm。同时,采用一个 LNA 和一个 20 dBi 增益的 HA 来发送 W 波段 JRC 信号。

图 3(a) 展示了带宽为 2 GHz 的 LFM 信号时频图,图 3(b) 展示了一体化 JRC 信号的时频图,该信号由带宽为 2 GHz 的 LFM 和 86 Gbaud 的 QPSK 分量组成。可以明显看出,用 QPSK 信号编码 LFM 信号,会使原 QPSK 信号的频谱与 LFM 信号的频谱卷积。因此, JRC 信号的带宽(d_{BW}) 扩展到大约 10 GHz。图 3(a)、(b) 的主要区别在于一体化信号时频特性中黄带区域的带宽被拓展,宽度近似于原 QPSK 信号的带宽范围。

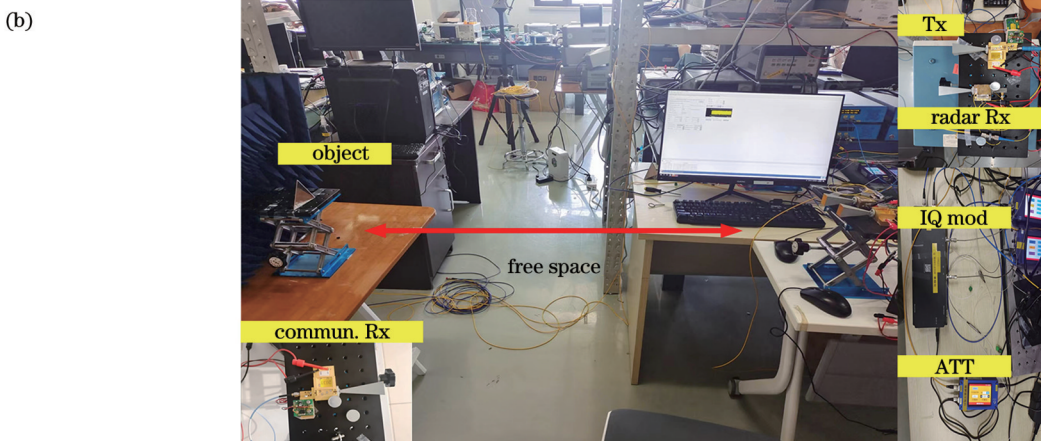
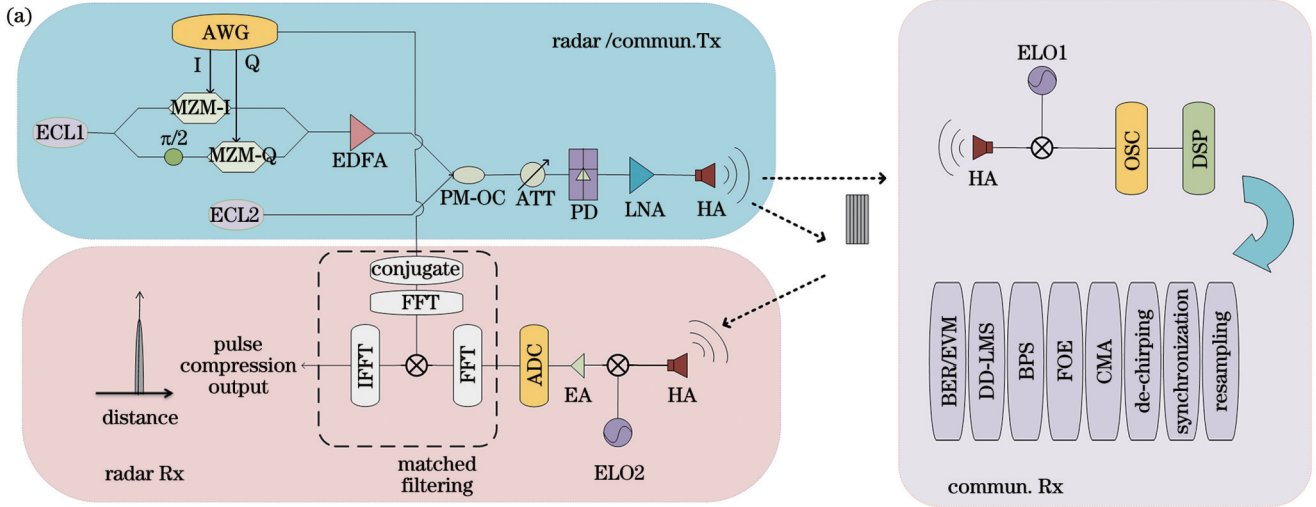


图 2 通信与雷达感知一体化系统装置原理图与设备图。(a)光子辅助毫米波JRC结构的原理图;(b)实验装置

Fig. 2 Schematic and equipment diagram of joint communication and radar sensing system. (a) Schematic of proposed photonics-aided millimeter wave JRC architecture; (b) experimental setup

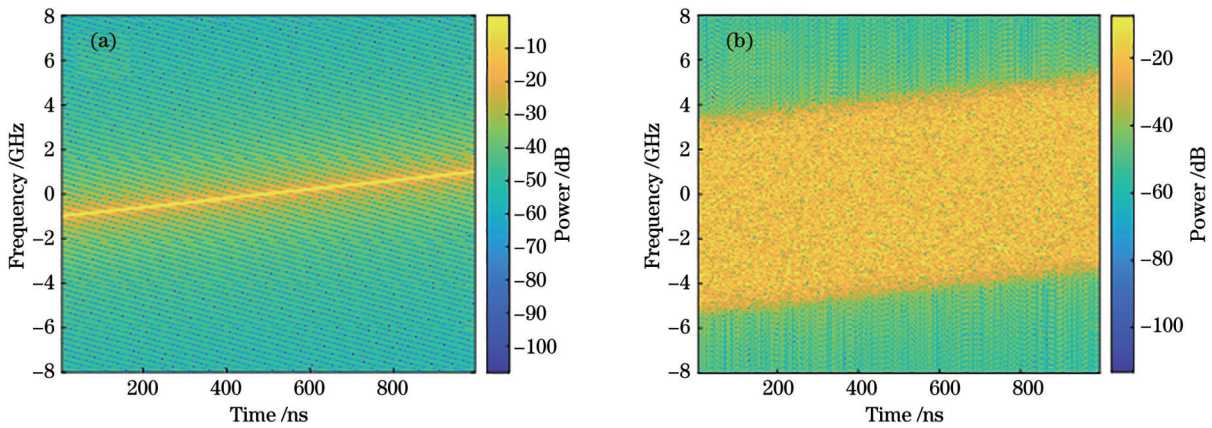


图 3 一体化信号时频图。(a)原始LFM频谱;(b)JRC信号频谱

Fig. 3 Time-frequency diagrams of JRC signal. (a) Spectrum of original LFM; (b) spectrum of JRC signal

3.1 W波段通信

在无线通信传输方面,毫米波JRC信号被接收端天线接收,并通过频率为83.5 GHz正弦射频源将其下变频为中频信号。随后,使用采样率为50 GSa/s的示波器直接将中频信号数字化采样存储,用于离线

DSP。图4(a)展示了OSC检测的中频信号频谱图,可以清楚看到7.8 GHz的中频峰线。采样数据经过同步后,与备用LFM数据共轭混合以进行去啁啾操作。图4(b)所示为去啁啾后的频谱图,红色框线为基带QPSK信号,可以看到,QPSK信号成功从一体化信号

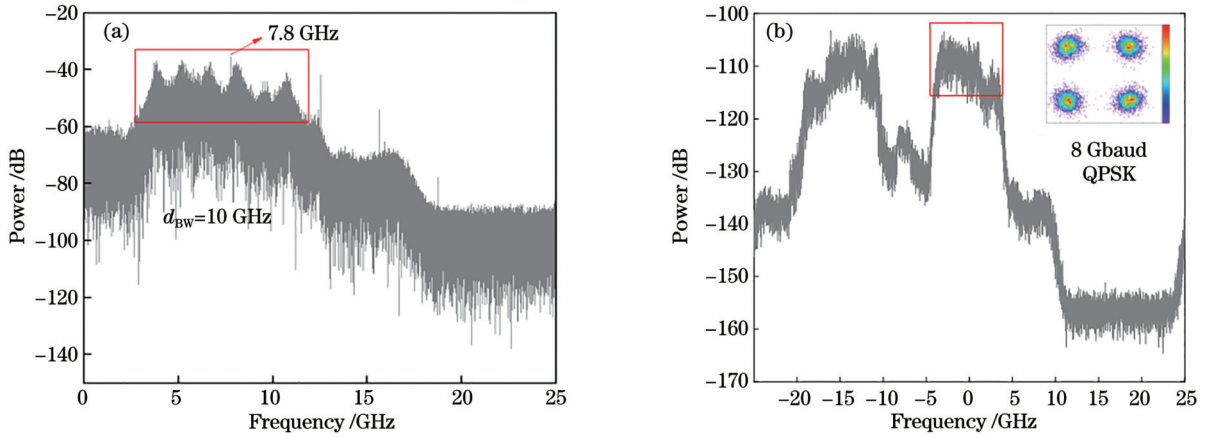


图 4 接收端信号频谱图。(a)示波器采样的中频信号频谱;(b)去啁啾后的信号频谱

Fig. 4 Spectra of received signal. (a) Spectrum of IF signal after down conversion; (b) spectrum of de-chirped signal

中分离。随后,通过低通滤波器滤除带外噪声后,使用传统的均衡算法对信号进行进一步处理,以降低误码率。

为了探讨一体化雷达与通信波形的通信性能,测量了误码率(BER)和误差矢量幅度(EVM)与PD输入功率的变化关系,并通过设置 1 dB 步长来调节 ATT 的输出功率。在实验中,受到器件带宽限制,将 10 GHz

的总带宽用于一体化 JRC 信号的传输。实际选择 JRC 信号生成方式时,若 LFM 带宽选择过大,系统的相位噪声会严重影响解啁啾后的效果。本实验选择的 LFM 信号带宽在 0.1~6 GHz 范围内,QPSK 信号传输速率在 10~4 Gbaud 范围内。图 5(a)给出了不同混合类型的 JRC 信号在 2 m 无线传输场景下的误码率随输入光电二极管(PD)功率的变化曲线。4 种类型的一体

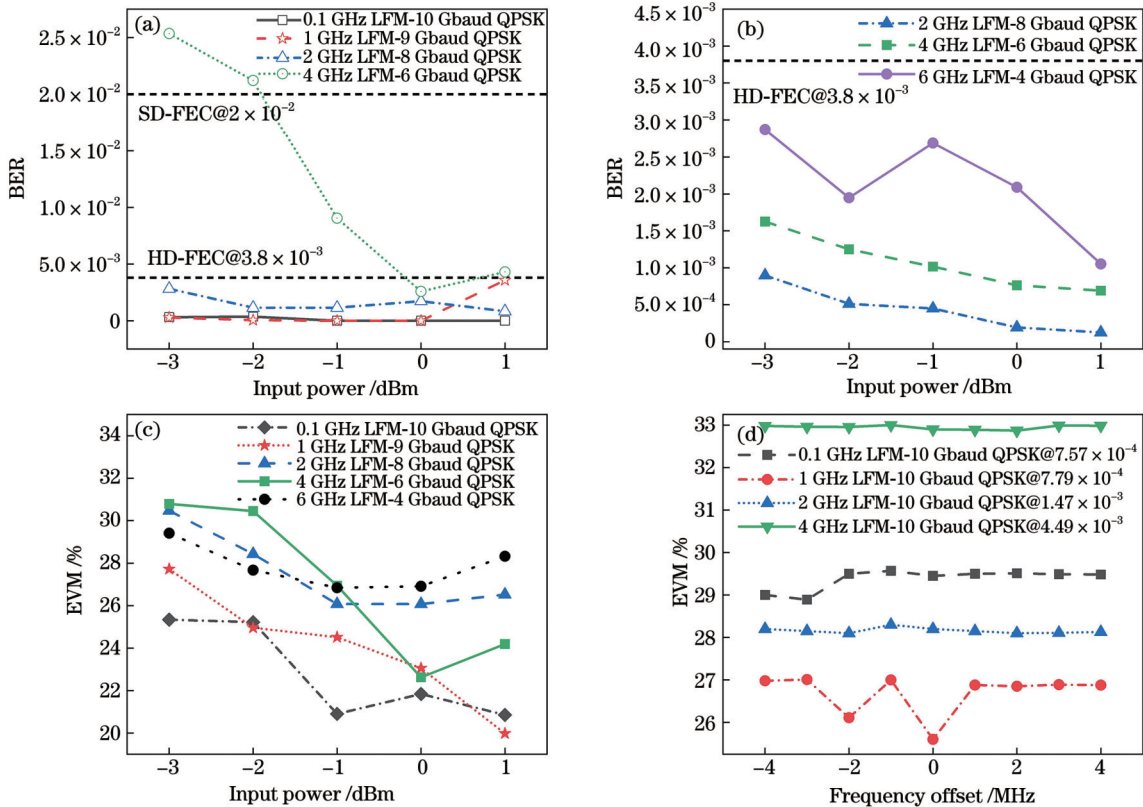


图 5 一体化信号实验结果。(a) 2 m 传输实验中不同类型信号的误码率曲线;(b) 10 m 传输实验中不同类型信号的误码率曲线;(c) 50 m 传输实验中不同类型信号的 EVM 曲线;(d) 不同频率偏移对测量 EVM 的影响

Fig. 5 Experimental results of JRC signals. (a) BER curves for different signals in the 2 m transmission experiment; (b) BER curves for different signals in the 10 m transmission experiment; (c) EVM curves for different signals in the 50 m transmission experiment; (d) measured EVM at different frequency offsets

化信号的误码率均可以达到软判决前向纠错(SD-FEC)阈值 2.4×10^{-2} 。当 LFM 信号带宽不大于 2 GHz 时,在实验选定的 PD 输入功率下,信号误码率均可达到硬判决前向纠错(HD-FEC)阈值 3.8×10^{-3} ,实现了高质量的信号传输。

由于毫米波信号的波束宽度较窄,因此在远距离实验中采用毫米波透镜进行聚焦,以提升信号捕获性能。图 5(b)所示为 10 m 传输实验中不同类型信号的误码率曲线,对于所选的每种 JRC 信号,误码率都可以达到硬判决前向纠错阈值 3.8×10^{-3} 。该实验结果表明毫米波透镜的使用给系统性能的提升带来了巨大的增益。图 5(c)则给出了无线传输 50 m 后捕获的 W 波段信号解调后的 EVM 效果。从 EVM 曲线可以看出,随着选择的 LFM 带宽增加,星座点变得相对分散。此外,在离线处理解调过程中引入额外的频率偏移分量,研究频率偏移对后续通信解调的影响,结果如图 5(d)所示。在 ± 4 MHz 频移范围内,测量到的 EVM 变化幅度保持在 1% 以下。测试结果表明,该系统对频率偏移具有较强的鲁棒性。综上所述,在 2 m、10 m、50 m 距离的实验中,不同类型的一体化信号均表现出高质量的通信结果。此外,随着分配给通信信号的带宽比例增加,信号的传输质量逐渐提高,这是因为随着 LFM 比例的减小,系统产生的相位噪声影响减小。此外,当输入 PD 的功率达到 -3 dBm 时,在 3 种情况下都得到低于硬判决前向纠错阈值的误码率,从而实现高达 20 Gbit/s 的净传输速率。

3.2 雷达感知

雷达接收天线接收的回波信号首先经过混频实现下变频,由 OSC 采样并在离线端进行匹配滤波。经过匹配滤波后,可以很容易地获得被检测物体的距离信息。传统的雷达测距是通过比较发射脉冲与回波之间的时延来确定目标的,但无法解决信号脉冲宽度和带宽之间的权衡问题^[15]。在该实验的雷达接收处理端,采用脉冲压缩(PC)技术进行信号处理,即将 LFM 信号通过匹配滤波输出脉冲信号,输出的脉冲位置对应于时延信息,这种方法允许在不牺牲距离分辨率的情况下增加脉冲宽度。图 6 所示为理想条件下带宽分别为 2 GHz 和 10 GHz 的 LFM 信号的匹配滤波结果。二者的峰旁瓣比均为 13.2 dB。根据雷达分辨率公式 $R = \frac{c}{2B}$ (c 为光速, B 为信号带宽),带宽为 2 GHz 和 10 GHz 时信号的近似分辨率分别为 7.5 cm 和 1.5 cm。本研究中使用的一体化信号不是单纯的 LFM 信号,而是 LFM 与通信信号的混合调制信号。JRC 信号的带宽大约是这两个分量的带宽之和。因此,在固定带宽 10 GHz 下,对不同类型的 JRC 信号进行匹配滤波后的分辨率应接近 10 GHz 带宽的 LFM 信号的分辨率,如图 6 的红线所示。这条红线表示通过 2 GHz LFM 信号和 8 GBaud QPSK 信号产生的混合信号匹配滤波后的输出信号。很明显,所得波形的分辨率介于 10 GHz LFM 信号和 2 GHz LFM 信号的分辨率之间,而且非常接近于 10 GHz LFM 信号的分辨率。

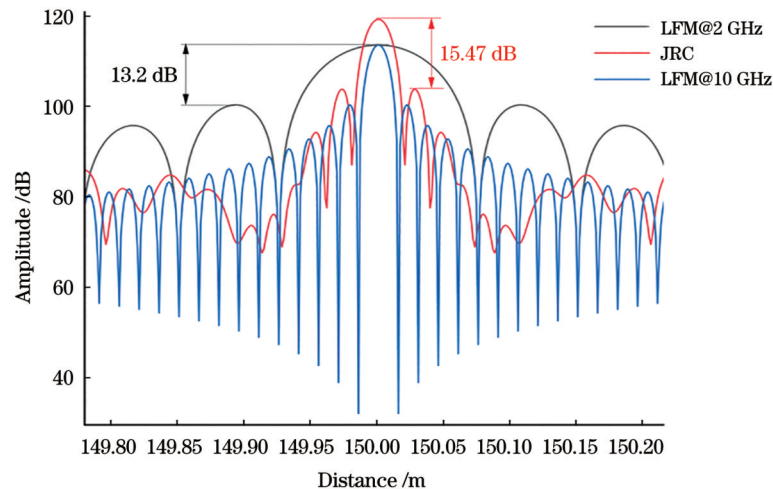


图 6 LFM 和 JRC 信号的匹配滤波结果

Fig. 6 Results of matched filtering of LFM and JRC signals

实验中分别对传输距离为 2 m 和 10 m 的单个目标进行了测试。发射和接收天线平行放置,间隔约 10 cm。使用的待检测目标是一个内陷金属三角形棱镜,边长约 7 cm。图 7(a)、(b)所示为使用不同类型的 JRC 信号对 2 m 处物体的检测结果。经过脉冲压缩后,目标更加明显,其峰旁瓣比为 8 dB~9 dB。由于内

陷金属三角棱镜反射的回波不是理想波束,其不具有与平面相同的理想反射效果。但是,这并不影响目标检测结果。从实验结果来看,不同类型 JRC 信号的目标检测结果是一致的。图 7(c)展示了传输距离为 10 m 的目标检测结果,该实验得到的距离分辨率与图 6 的分析结果相吻合。

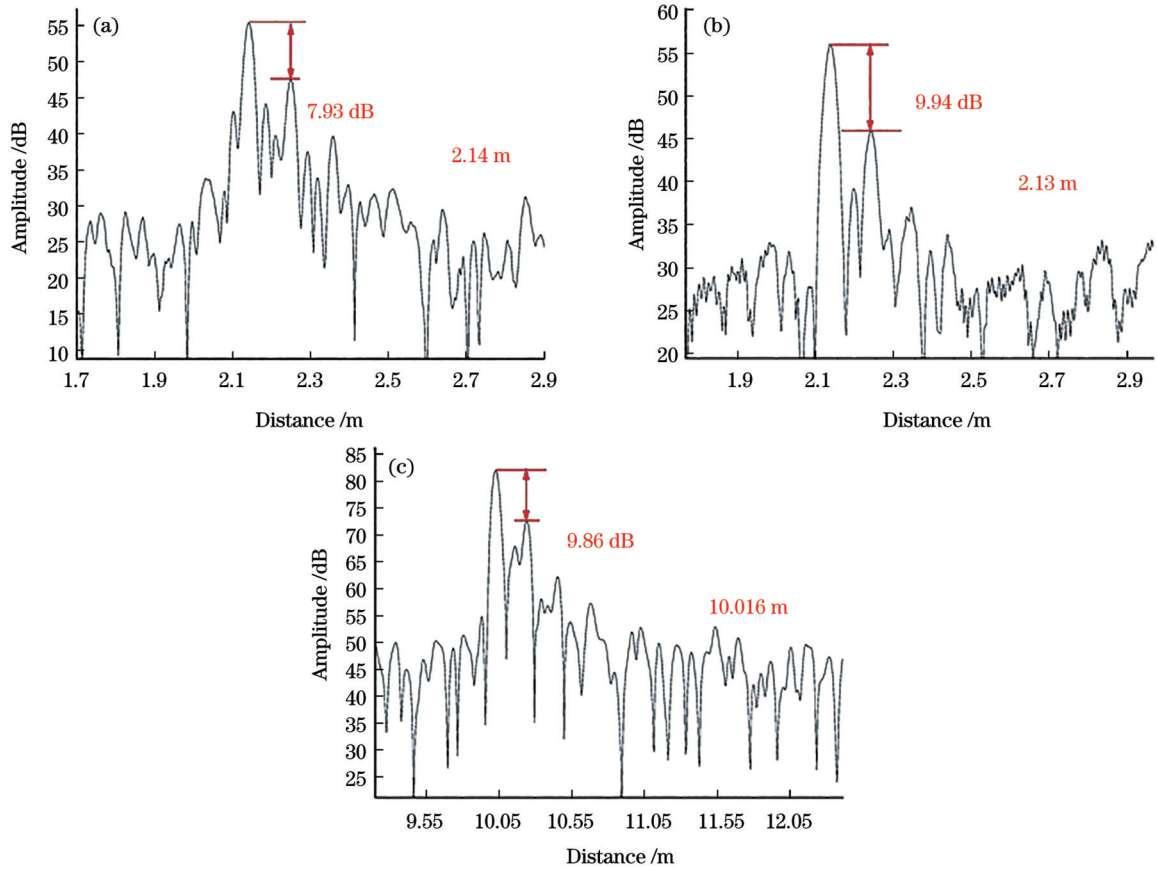


图7 JRC信号在2 m和10 m处的匹配滤波结果。(a) 2 m 4 GHz LFM-6 Gbaud QPSK一体化信号的滤波结果;(b) 2 m 6 GHz LFM-4 Gbaud QPSK一体化信号的滤波结果;(c) 10 m 4 GHz LFM-6 Gbaud QPSK一体化信号的滤波结果
 Fig. 7 Matched filtering results of JRC signals at 2 m and 10 m. (a) Filtering result of 2 m 4 GHz LFM-6 Gbaud QPSK integrated signal; (b) filtering result of 2 m 6 GHz LFM-4 Gbaud QPSK integrated signal; (c) filtering result of 10 m 4 GHz LFM-6 Gbaud QPSK integrated signal

此外,还设计并实际测试了两个目标的检测效果。这两个目标是大小相同的内陷三角棱镜,将其放置在发射天线与接收天线的中垂线上,目标之间的距离分别设置为6 cm和10 cm。图8(a)、(b)展示了回波信号经过匹配滤波后的结果。从结果来看,脉冲的两个峰对应的距离约为6.9 cm和9.9 cm,在考虑测量误差和示

波器显示延时的情况下,误差在可接受的范围内。如前所述,一体化波形的分辨率应该接近10 GHz LFM信号的分辨率1.5 cm。在间隔为6 cm的实验中,使用6 GHz带宽的LFM信号,而在间隔为10 cm的实验中,使用更窄带宽的LFM信号。通过测量峰值与旁瓣的距离可以粗略估计测量精度,分别约为2.0 cm与3.5 cm。

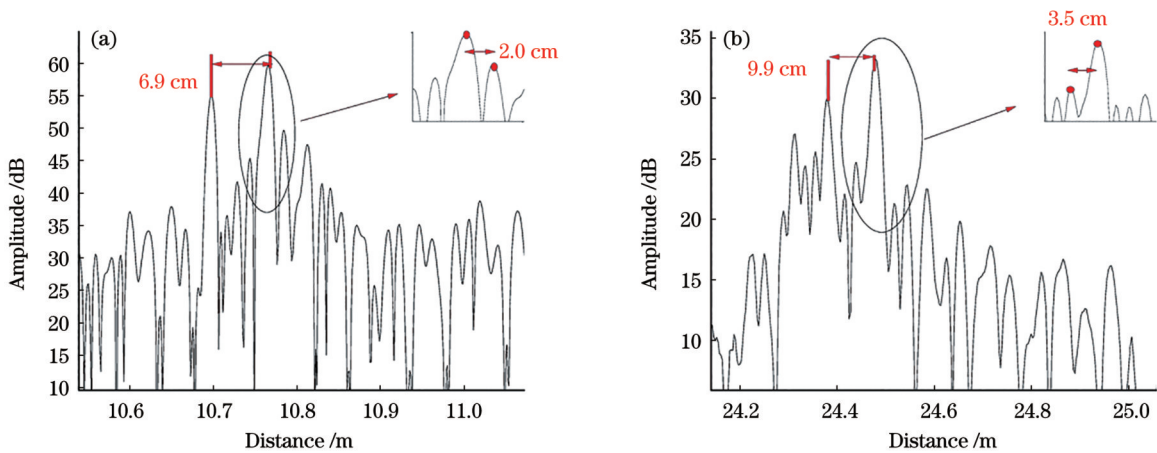


图8 双目标检测结果。(a) 6 cm间隔检测结果;(b) 10 cm间隔检测结果
 Fig. 8 Detection results of double targets. (a) Detection result at 6 cm interval; (b) detection result at 10 cm interval

4 结 论

提出并验证了一个联合通信和雷达感知的毫米波光子辅助系统。该系统使用的一体化基带信号是利用 QPSK 信号编码 LFM 来实现的。利用 LFM 信号的正交特性在接收端通过解啁啾操作分离 QPSK 信号,从而成功实现数据通信。在雷达接收端则利用脉冲压缩成功实现目标的探测。相比于传统的 TDM 和 FDM 方案,一体化波形设计的方案有效减少时隙分配、功率分配带来的问题。实验结果表明,通过信号混合一体化的技术,可以在 91 GHz 频段内实现高达 2.0 cm 的距离分辨率和高达 20 Gbit/s 的数据传输速率,传输距离可达 50 m。此外,该系统允许根据需要灵活地调整信号类型和传输速率,在未来毫米波通信中有较大的应用潜力。

参 考 文 献

- [1] Hong W, Jiang Z H, Yu C, et al. The role of millimeter-wave technologies in 5G/6G wireless communications[J]. *IEEE Journal of Microwaves*, 2021, 1(1): 101-122.
- [2] Shi F J, Fan Y Y, Wang X Y, et al. High-performance dual-band radio-over-fiber link for future 5G radio access applications[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2022, 14(4): 267-277.
- [3] Wild T, Braun V, Viswanathan H. Joint design of communication and sensing for beyond 5G and 6G systems[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 30845-30857.
- [4] 姚建铨, 迟楠, 杨鹏飞, 等. 太赫兹通信技术的研究与展望[J]. *中国激光*, 2009, 36(9): 2213-2233.
Yao J Q, Chi N, Yang P F, et al. Study and outlook of terahertz communication technology[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2009, 36(9): 2213-2233.
- [5] Feng Z Y, Fang Z X, Wei Z Q, et al. Joint radar and communication: a survey[J]. *China Communications*, 2020, 17(1): 1-27.
- [6] Tang L, Zhang K, Dai H P, et al. Analysis and optimization of ambiguity function in radar-communication integrated systems using MPSK-DSSS[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(6): 1546-1549.
- [7] Han L, Wu K. 24-GHz integrated radio and radar system capable of time-agile wireless communication and sensing[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(3): 619-631.
- [8] 李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 基于频率调制的多载波 Chirp 信号雷达通信一体化研究[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(2): 406-412.
Li X B, Yang R J, Cheng W. Integrated radar and communication based on multicarrier frequency modulation chirp signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(2): 406-412.
- [9] Zhang J A, Huang X J, Guo Y J, et al. Multibeam for joint communication and radar sensing using steerable analog antenna arrays[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(1): 671-685.
- [10] Poulton C V, Byrd M J, Russo P, et al. Long-range LiDAR and free-space data communication with high-performance optical phased arrays[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2019, 25(5): 7700108.
- [11] Wang Y Y, Ding J J, Wang M X, et al. W-band simultaneous vector signal generation and radar detection based on photonic frequency quadrupling[J]. *Optics Letters*, 2022, 47(3): 537-540.
- [12] Wang Y Y, Liu J X, Ding J J, et al. Joint communication and radar sensing functions system based on photonics at the W-band[J]. *Optics Express*, 2022, 30(8): 13404-13415.
- [13] Nie H J, Zhang F Z, Yang Y, et al. Photonics-based integrated communication and radar system[C]//2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), October 7-10, 2019, Ottawa, ON, Canada. New York: IEEE Press, 2019.
- [14] Gao Y S, Wen A J, Zhang W, et al. Ultra-wideband photonic microwave I/Q mixer for zero-IF receiver[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(11): 4513-4525.
- [15] Bai W L, Zou X H, Li P X, et al. 60-GHz photonic millimeter-wave joint radar-communication system[C]//2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), May 23-26, 2021, Nanjing, China. New York: IEEE Press, 2021.
- [16] Huang L, Li R M, Liu S J, et al. Centralized fiber-distributed data communication and sensing convergence system based on microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(21): 5406-5416.
- [17] 余建军. 光子太赫兹通信技术研究进展[J]. *激光与光电子学进展*, 2024, 61(1): 0106001.
Yu J J. Research progress in photon-assisted terahertz communication technology[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2024, 61(1): 0106001.
- [18] Stove A G. Linear FMCW radar techniques[J]. *IEE Proceedings F: Radar and Signal Processing*, 1992, 139(5): 343-350.

A Photonics-Aided Sensing and Communication System in W-Band Based on Integrated Waveforms

He Wenzhong, Liu Jiakuan, Yang Xiongwei, Wei Yi, Wang Kaihui, Zhou Wen, Yu Jianjun*

School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai 200433, China

Abstract

Objective With the continuous advancement of wireless communication and information technology, mobile data transmission volume has nearly doubled each year. Simultaneously, the proliferation of access devices and the widespread

adoption of emerging technologies such as the Internet of Things (IoT), high-definition live streaming, virtual reality (VR), and augmented reality (AR) have intensified the pressing demand for high-speed communication. Nevertheless, meeting the substantial data transmission requirements remains a formidable challenge given the current communication frequencies and bandwidth limitations. The currently utilized sub-6 GHz frequency band has become relatively congested, while the frequency range spanning from 6 GHz to 300 GHz in the millimeter wave spectrum remains largely untapped, offering an exceptionally abundant spectrum resource. Furthermore, in comparison to the lower microwave frequency bands currently in commercial use, the absolute bandwidth available in the millimeter wave frequencies significantly surpasses that of the lower microwave bands. In recent years, transmission systems combining radar sensing with communication have garnered increasing attention. To mitigate the strain on the limited spectrum resources and reduce power consumption, radar and wireless communication emerge as paramount and pivotal applications within the domain of radio frequency (RF) technology. However, as technology continues to evolve, radar and communication are converging towards integrated design, whereas they are initially developed and designed independently, each catering to their distinct functions and frequency bands.

Methods In this study, we presented an experimentally photonics-aided integrated radar and communication system. On the transmission side, the integrated signal was generated by encoding a quadrature phase shift keying (QPSK) signal onto a linear frequency-modulated (LFM) signal in the baseband, with the primary objective of eliminating the need for digital-to-analog conversion (DAC) in the intermediate frequency (IF) band. Subsequently, the joint radar communication (JRC) signal was modulated onto an optical carrier and mixed with another external cavity laser (ECL) to generate the millimeter wave LFM-QPSK signal. The adoption of QPSK encoding ensured a constant envelope for the JRC signal, a crucial aspect of long-distance radar sensing. On the receiving side, a W-band horn antenna (HA) captured a portion of the JRC signal for transmission purposes. This signal was then down-converted to an IF band by using a W-band mixer. Following de-chirping and a series of digital signal processing (DSP) steps, the QPSK signal was recovered. For radar sensing purposes, the echo signal was initially down-converted to the baseband and subsequently processed through a matched filter. Due to the well-preserved cross-correlation characteristics of the original LFM signal in the resulting millimeter wave JRC signal, precise radar synchronization was obtained through pulse compression. Consequently, this system could achieve both high-resolution radar sensing and high-speed communication functions.

Results and Discussions We introduce a W-band communication-aware integrated system, and its schematic diagram and algorithmic process are depicted in Fig. 2. This system successfully achieves robust communication and sensing capabilities through offline processing at the radar and communication receiver. As shown in Fig. 4, employing the de-chirping operation at the communication receiver allows us to successfully extract high-quality communication sequence signals from the integrated waveform. Subsequent offline DSP algorithms enable us to achieve communication with a significantly lower error rate than that of the hard decision threshold. As shown in Fig. 5(a), (b), and (c), we conduct experiments in different scenarios at distances of 2, 10, and 50 m, respectively. When the input power into the PD exceeds -1 dBm, each component of the integrated signal achieves high-quality communication below the hard decision threshold. Additionally, by introducing an extra frequency offset error component, the integrated signal maintains high communication quality, as demonstrated in Fig. 5(d), proving the system's robustness. On the radar sensing side, we employ pulse compression techniques to detect single and dual targets with a radar accuracy of approximately 2.0 cm. Figure 7 displays the pulse compression output results for a single target at different distances, while Fig. 8 shows the results for dual targets at varying distances. In a word, clear target detection is achieved at the radar end. These experimental results underscore the effectiveness of the proposed W-band communication-aware integrated system.

Conclusions In this study, we have proposed and demonstrated a photonics-aided system for joint communication and radar sensing. The baseband signal is achieved by encoding an LFM with a QPSK signal. The orthogonal properties of the LFM signal enable signal demodulation, while pulse compression is utilized for radar detection. Experimental results indicate that, through signal-sharing techniques, we can achieve a distance resolution of 2.0 cm and high-quality transmission at speeds of up to 20 Gbit/s within the 91 GHz frequency band, with transmission distances of up to 50 m. Furthermore, this system allows for flexible signal type adjustments as needed, making it a promising candidate for future millimeter-wave communication applications.

Key words optical communications; joint communication and radar sensing system; millimeter wave communication; pulse compression; integrated waveform