

## 基于多斜率复用的光子辅助多普勒鲁棒通感一体系统

周逸潇 李轩\* 王国栋 王瑞琼 孟晴晴 朱子行  
王翔 李勇军 赵尚弘

(空军工程大学信息与导航学院通信系统教研室 西安 710003)

**摘要:** 针对当前光子辅助通感一体(ISAC)系统难以适用于低信噪比、高动态场景的问题, 该文提出一种基于多斜率复用的多普勒鲁棒通感一体系统。通过复用多个不同调频斜率的LFM子载波, 设计了多斜率复用频移键控线性调频(SDM-FSK-LFM)波形, 并结合串行干扰消除技术, 在获得高扩频增益的同时倍增通信速率。设计并验证了基于光频梳本振的光子辅助ISAC收发机, 实现高频段ISAC信号的产生与光域去斜处理。实验成功产生了Ku频段、带宽1.536 GHz的十载波SDM-FSK-LFM信号。在目标探测方面, 实现了分辨率0.05 m的测距, 分辨率超过信号带宽限制; 在通信方面, 实现了95.86 Mbps的背靠背通信速率, 7个子载波在0 dB信噪比下误码率(BER)低于 $10^{-4}$ , 5个子载波在200 kHz多普勒频移下BER低于 $10^{-5}$ 。该系统具有良好的抗噪能力和多普勒鲁棒性, 为高动态场景下的多用户ISAC应用提供了可行解决方案。

**关键词:** 微波光子学; 通信感知一体化; 多斜率复用; 多普勒鲁棒性; 线性调频

**中图分类号:** TN975; TN974

**文献标识码:** A

**文章编号:** 2095-283X(2026)x-0001-20

**DOI:** 10.12000/JR26034

**CSTR:** 32380.14.JR26034

**引用格式:** 周逸潇, 李轩, 王国栋, 等. 基于多斜率复用的光子辅助多普勒鲁棒通感一体系统[J]. 雷达学报(中英文), 待出版. doi: 10.12000/JR26034.

**Reference format:** ZHOU Yixiao, LI Xuan, WANG Guodong, *et al.* Photonic-assisted Doppler-robust ISAC system based on multi-slope division multiplexing[J]. *Journal of Radars*, in press. doi: 10.12000/JR26034.

## Photonic-assisted Doppler-robust ISAC System Based on Multi-slope Division Multiplexing

ZHOU Yixiao LI Xuan\* WANG Guodong WANG Ruiqiong MENG Qingqing  
ZHU Zihang WANG Xiang LI Yongjun ZHAO Shanghong

(Communication System Teaching and Researching Office, Information and Navigation College,  
Air Force Engineering University, Xi'an 710003, China)

**Abstract:** Current photonic-assisted Integrated Sensing And Communication (ISAC) systems face significant challenges under low Signal-to-Noise Ratio (SNR) and high-dynamic conditions, such as those in low Earth orbit satellite networks. To address these issues, this study proposes a novel photonic-assisted Doppler-robust ISAC system based on multislope division multiplexing. A Slope Division Multiplexed Frequency Shift Keying-Linear Frequency Modulation (SDM-FSK-LFM) waveform is designed by multiplexing LFM subcarriers with distinct chirp rates. This design is combined with successive interference cancellation to achieve high spreading gain while substantially increasing the communication data rate. A photonic-assisted ISAC transceiver utilizing an optical frequency comb local oscillator is developed for high-frequency signal generation and optical-domain

收稿日期: 2026-01-29; 改回日期: 2026-03-28; 网络出版: 2026-05-06

\*通信作者: 李轩 [lixuanrhc@163.com](mailto:lixuanrhc@163.com) \*Corresponding Author: LI Xuan, [lixuanrhc@163.com](mailto:lixuanrhc@163.com)

基金项目: 陕西省高校青年创新团队(2022-106)

Foundation Item: Shaanxi Province Young Innovation Team in Higher Education Institutions (2022-106)

责任编辑: 张方正 Corresponding Editor: ZHANG Fangzheng

©The Author(s) 2026. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License

(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

dechirping processing. Experimental results show successful generation of a 10-subcarrier SDM-FSK-LFM signal in the Ku-band with an instantaneous bandwidth of 1.536 GHz. In sensing, the system achieved a superresolution ranging accuracy of 0.05 m. In communication, a back-to-back data rate of 95.86 Mbps was realized, with seven subcarriers maintaining a Bit Error Rate (BER)  $<10^{-4}$  at 0 dB SNR and five subcarriers sustaining a BER  $<10^{-5}$  under a Doppler shift of 200 kHz. The proposed system demonstrates good noise resistance and Doppler robustness, offering a viable solution for ISAC applications under high-dynamic scenarios.

**Key words:** Microwave photonics; Integrated Sensing And Communication (ISAC); Multi-slope multiplexing; Doppler robustness; Linearly Frequency Modulation (LFM)

## 1 引言

第六代(6G)无线网络将跨越人联和物联,迈向万物智联的新时代,支持大规模跨域连接、高速率传输,提供低延迟高可靠通信并具备高精度定位能力<sup>[1,2]</sup>。通信感知一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)技术通过在同一架构下实现通信与目标探测的功能融合,能够显著提升频谱、能量和硬件资源的利用效率,从而为各类无线系统带来可观的性能增益。因为如此,ISAC技术成为6G无线网络的关键技术之一<sup>[3-5]</sup>。作为6G无线网络的重要组成部分,低地球轨道(Low-Earth Orbit, LEO)网络具有广覆盖和低延时的优势,将ISAC系统部署于LEO平台能够同时提供全天候的遥感和广域通信服务,并大大节约空间载荷、轨道和频谱带宽等珍贵资源<sup>[6,7]</sup>。为了获得更好的通信与感知性能,当前的星载通信与遥感平台广泛工作于Ku, Ka频段,并不断向Q, V等更高频段发展<sup>[8]</sup>。然而,传统电子技术工作带宽受限、硬件成本高、传输损耗大、电磁串扰严重,难以满足高频宽带星载ISAC系统的需求。此外,低轨星座高速移动带来的强多普勒频移也带来了严峻挑战。

微波光子技术具有大带宽、低损耗、高灵活性和抗电磁串扰等优势,能够突破电子技术的瓶颈问题,为提升ISAC系统性能带来解决方案<sup>[9,10]</sup>。近年来,光子辅助ISAC系统得到了广泛研究,其按技术体制可分为两类:第1类基于复用技术,将通信与感知功能通过时分或频分的方式在同一光子辅助射频前端进行复用<sup>[11-14]</sup>。例如,文献<sup>[12]</sup>设计了光学外差上变频结构,在W波段对线性调频(Linearly Frequency Modulated, LFM)信号和正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)通信信号进行频分复用;文献<sup>[14]</sup>在太赫兹频段实现LFM信号和128正交振幅调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)的时分复用。此类方案具有数十Gbps的数据传输速率和亚厘米级的距离分辨率,但采用复用技术不可避免带来资源利用率较低的问题。第2类方案基于波形共享技术实现通

信与感知功能的同时、同频协同,有效提升了资源利用效率,并带来系统增益<sup>[15]</sup>。此类研究可进一步区分为通信中心ISAC和感知中心ISAC。通信中心ISAC系统基于正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Modulation, OFDM)波形对通信与感知功能进行共享。文献<sup>[16]</sup>利用光电振荡器(Opto-Electrical Oscillator, OEO)对OFDM共享波形进行上变频,在实验中同时验证了6.4 Gbps速率的通信和7.5 cm分辨率的目标探测。为降低高频宽带OFDM信号的接收和处理复杂度,研究者进一步提出了光子辅助模数转换(Analog-to-Digital Conversion, ADC)<sup>[17]</sup>、自相干机制<sup>[18]</sup>与载波恢复算法<sup>[19]</sup>等先进方法。然而,OFDM共享波形存在峰均比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)高和多普勒容忍性低的问题,传输距离受限,且难以用于探测高速运动目标。感知中心ISAC以LFM波形为载波,并通过幅度、相位、频率调制搭载通信信息<sup>[20-24]</sup>。借助脉内编码技术,基于LFM共享波形的光子辅助ISAC系统可实现10 Gbps级的通信速率和厘米级的距离分辨率<sup>[23]</sup>。然而,高速通信调制会显著恶化LFM波形的目标探测性能,为了抑制该影响,可在通信符号中引入直流分量,但这也限制通信距离。此外,文献<sup>[25]</sup>研究了一种结合OFDM和LFM波形的光子辅助ISAC方案,实验验证了8 Gbps的通信速率和1.5 cm的距离分辨率。该方案兼具良好的探测性能和高通信速率,但其通信解调对相位偏移非常敏感。

当前,光子辅助ISAC的相关研究主要面向信道条件良好即高接收信噪比和低动态的场景设计。而以LEO卫星为代表的高动态平台,其通信用户接收端往往处于低信噪比和高达数百kHz的多普勒频移的环境下,当前方案难以在此类场景下保持可靠的通信性能<sup>[26]</sup>。此外,LEO卫星产生的多普勒频移具有高时变性,采用频偏补偿技术改善通信性能将带来巨大开销,且效果依赖于十分精确的频偏估计<sup>[27,28]</sup>。远距离(Long Range, LoRa)调制是针对LFM信号的一种特殊频移键控(Frequency Shift Keying, FSK)调制,与典型的基于LFM方案相比<sup>[20-24]</sup>,

该调制能够提供高扩频增益和良好的多普勒鲁棒性，不仅具备更强的抗噪能力，并且在一定的多普勒容限内，无需频偏补偿即可保证通信性能。因此，LoRa调制波形成为LEO卫星物联网的潜在选择<sup>[29-31]</sup>。LoRa调制波形主要面向扩频通信应用，且存在通信速率受限的问题。虽然可通过交织和折叠技术来提升通信速率，但也破坏了LFM信号的内部结构，使之难以用于目标探测。2025年，本课题组结合LoRa调制和LFM的调频斜率调制设计了索引调制LFM信号，提升了LoRa波形的通信速率，并设计了光子辅助ISAC收发机，验证了Ku频段的索引调制LFM的产生与处理，实现了0.146 m的距离分辨率，通信速率为29.99 Mbps，且在0 dB以下的信噪比和500 kHz的强多普勒频移下仍能保持可靠通信<sup>[32]</sup>。该方案首次将LoRa调制波形应用于光子辅助ISAC系统中，适用于低信噪比和高动态场景。尽管如此，该方案的通信速率依旧受限，难以在进行感知任务的同时为多用户提供通信服务。可见，在保留LoRa调制共享波形良好的扩频增益和多普勒鲁棒性的基础上，进一步挖掘多址能力，提升通信速率是一大挑战。

本文在前期研究的基础上提出一种基于多斜率复用的光子辅助ISAC系统。对不同调频斜率的LoRa调制波形进行复用，设计了多斜率复用频移键控线性调频(Slope Division Multiplexed-FSK-LFM, SDM-FSK-LFM)波形，实现通信速率的倍增，并结合串行干扰消除技术，减轻子载波间干扰对通信和探测性能带来的影响。基于光频梳本振设计了光子辅助ISAC收发机，可实现高频段SDM-FSK-LFM信号的产生与回波处理。实验中产生了Ku频段带宽1.536 GHz的十载波SDM-FSK-LFM信号，并验证了分辨率为0.05 m的目标探测和95.86 Mbps速率的背靠背通信。在无多普勒频移的情况下，7个子载波可在信噪比低于0 dB时，将误码率(Bit Error Rate, BER)保持在 $10^{-4}$ 以下，在存在多普勒频移时，5个子载波在多普勒频移低于200 kHz时BER可保持 $10^{-5}$ 以下。与当前报道的基于BPSK-LFM<sup>[23]</sup>、QAM-LFM<sup>[24]</sup>和CE-OFDM-LFM<sup>[25]</sup>等典型感知中心方案相比，本方案在抗噪和多普勒鲁棒性能上具有明显优势。文献<sup>[32]</sup>相比，在占用带宽相同的前提下，本方案实验验证通信速率提升超过了200%。

## 2 基本原理

### 2.1 多斜率复用频移键控线性调频信号

啁啾扩频(Chirp Spread Spectrum, CSS)调制是一种特殊的针对LFM信号的频移键控调制。因

其具有优越的处理增益和多普勒鲁棒性，CSS调制在远距离(LoRa)系统和低轨卫星物联网应用中备受关注。然而，由于其频谱效率较低，该调制通信速率有限，且难以满足多用户场景需求。在CSS调制中，若FSK阶数为 $M$ ，LFM信号的脉冲重复频率为PRF，则相应的通信速率仅为 $\text{PRF} \cdot \log_2 M$ 。针对此问题，本文利用不同斜率LFM信号之间的准正交性，设计了多斜率复用频移键控线性调频信号。信号表达式为

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_i^N A_i s_i(t) \\ &= \sum_i^N A_i \exp\left(j2\pi\left(f_i t + \frac{1}{2}k_i t^2\right)\right), t \in [0, T] \end{aligned} \quad (1)$$

其中， $s_i(t)$ 表示第 $i$ 个子载波， $A_i$ 、 $f_i$ 、 $k_i$ 分别表示第 $i$ 个子载波的幅度、起始频率和调频斜率， $N$ 表示子载波数。经过多斜率复用可将通信速率提升 $N$ 倍，达到 $N \cdot \text{PRF} \cdot \log_2 M$ ，单载波速率为 $\text{PRF} \cdot \log_2 M$ 。

### 2.2 SDM-FSK-LFM信号的频谱折叠

由于SDM-FSK-LFM信号的各个子载波具有不同的调频斜率和起始频率，该信号占用的带宽较大且会随着携带的通信符号的不同而不断变化。根据奈奎斯特采样定律，如果对SDM-FSK-LFM信号以采样率 $f_s = B$ 进行采样，则如图1所示，采样后得到的离散信号在频域上处于 $-B/2$ 到 $B/2$ 范围之外的频率成分都会被折叠到这个范围里。因此，如果在模拟域直接对SDM-FSK-LFM信号进行折叠，在采样之后与未折叠的信号在数字域是等效的。通过折叠操作可以将信号带宽限制在 $B$ ，从而避免占用过多频谱资源，同时与传统欠采样相比，不会引入额外的噪声到基带中，造成信噪比的下降。

假设模拟折叠SDM-FSK-LFM信号的表达式如式(2)所示：

$$\begin{aligned} s_{\text{Folded}}(t) &= \sum_i^N A_i s_{\text{Folded-}i}(t) \\ &= \sum_i^N A_i \exp\left(j2\pi\left(f_i t + \frac{1}{2}k_i t^2 - B\alpha_i(t)t\right)\right), \\ 0 < t < T, \alpha_i(t) &= \left\lfloor \frac{(f_i + k_i t)}{B} + \frac{1}{2} \right\rfloor \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $s_{\text{Folded-}i}(t)$ 表示模拟折叠SDM-FSK-LFM信号的第 $i$ 个子载波， $\alpha_i(t)$ 表示折叠因子，其作用在于将子载波的频谱折叠在 $-B/2$ 到 $B/2$ 的范围中。经过模数转换，采样得到的离散信号可以表示为

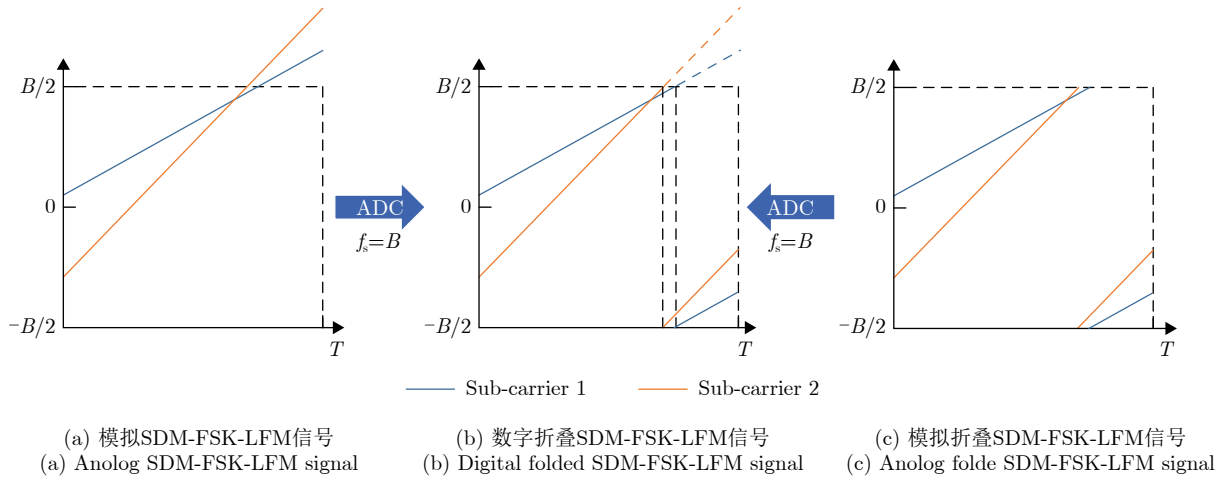


图1 SDM-FSK-LFM信号频谱折叠流程时频示意图

Fig. 1 The schematic diagram of the time-frequency features of the analog SDM-FSK-LFM waveform, digital folded SDM-FSK-LFM waveform and analog folded SDM-FSK-LFM

$$\begin{aligned}
s_{\text{Folded}}(n) &= \sum_i^N A_i s_{\text{Folded-}i}(n) \\
&= \sum_i^N A_i \exp \left( j2\pi \left( f_i \frac{n}{f_s} + \frac{1}{2} k_i \frac{n^2}{f_s^2} - B\alpha_i \left( \frac{n}{f_s} \right) \frac{n}{f_s} \right) \right) \\
&= \sum_i^N A_i \exp \left( j2\pi \left( f_i \frac{n}{f_s} + \frac{1}{2} k_i \frac{n^2}{f_s^2} - n\alpha_i \left( \frac{n}{f_s} \right) \right) \right) \\
&= \sum_i^N A_i \exp \left( j2\pi \left( f_i \frac{n}{f_s} + \frac{1}{2} k_i \frac{n^2}{f_s^2} \right) \right) \\
&= s(n), \quad 0 < n \leq f_s T
\end{aligned} \tag{3}$$

其中,  $s(n)$  是未折叠的SDM-FSK-LFM的离散形式。在式(3)的第2个等式中, 由于折叠因子和变量  $n$  均为整数, 且复指数函数的周期为  $2\pi$ , 那么折叠因子项可被消除, 得到式(3)第4个等式。最终证明  $s_{\text{Folded-}i}(n) = s(n)$  在采样率  $f_s = B$  时成立。这表明未折叠的模拟SDM-FSK-LFM信号和折叠的模拟SDM-FSK-LFM信号在采样后的数字域中是完全等效的。

### 2.3 功率分配与串行干扰消除

多斜率复用是基于不同调频斜率LFM信号之间的准正交性实现的。然而, 当子载波数增加时, 不同子载波之间的互干扰相叠加而产生的累积干扰也会不断提升, 对通信符号恢复和目标探测造成不利影响。CSS调制的解调是通过去斜处理和频域峰值检测完成的。假定对接收信号的第  $l$  个子载波所

承载的通信符号进行恢复, 则需对接收信号以调频斜率  $k_l$  进行去斜。去斜得到的信号可表示为

$$\begin{aligned}
s_{\text{dc-}l}(n) &= s_{\text{Ref-}l}(n) \cdot s_{\text{R}}(n) \\
&= \exp \left( -j2\pi \left( \frac{1}{2} k_l \frac{n^2}{f_s^2} \right) \right) \cdot \sum_i^N \gamma A_i s_{\text{Folded-}i}(n) \\
&= \underbrace{\gamma A_l \exp \left( j2\pi f_l \frac{n}{f_s} \right)}_{\text{De-chirped single-tone signal}} \\
&\quad + \underbrace{\gamma \sum_{i \neq l}^N A_i \exp \left( j2\pi \left( f_i \frac{n}{f_s} + \frac{1}{2} (k_i - k_l) \frac{n^2}{f_s^2} \right) \right)}_{\text{Accumulated interference}}, \\
&\quad 0 < n \leq f_s T
\end{aligned} \tag{4}$$

其中,  $\gamma$  代表信号在传播中产生的衰减系数。从式(4)中可见, 去斜后产生的信号中除了有所需的单音分量, 还有参考信号与其余子载波拍频后产生的累积干扰。累积干扰是由多个LFM分量组成的, 且第  $i$  项累积干扰的斜率可表示为  $k_i - k_l$ 。LFM信号的功率谱密度(Power Spectrum Density, PSD)在调频范围内近似均匀分布, 而去斜得到的有用信号为单音信号, 功率集中于单个频点。假设累积干扰的PSD线性叠加, 那么去斜信号频谱的杂散抑制比(Spurious Supression Ratio, SSR)可表示为

$$\begin{aligned}
\text{SSR}_{\min} &= \frac{\text{PSD}_{\text{signal}}}{\text{PSD}_{\text{interference}}} \\
&\propto \frac{(\gamma A_l)^2}{\sum_{i \neq l}^N \frac{(\gamma A_i)^2}{|i - l| \cdot \min \Delta k \cdot T}}
\end{aligned} \tag{5}$$

其中,  $\min \Delta k$  表示子载波之间的最小调频斜率差。可见, 子载波数的增加会导致去斜SSR的下降, 从而使得通信解调和目标探测性能的恶化。

在非正交多址(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)系统中通常使用功率域复用和串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术来恢复多个非正交子载波承载的通信信息。该方法同样可以用于SDM-FSK-LFM信号中优化通信与感知性能。如图2所示为基于SIC的通信解调流程。在产生SDM-FSK-LFM时, 对不同子载波进行功率分配, 保证从第1到第 $N$ 个子载波的功率递减。 $A_i$ 为第 $i$ 个子载波的幅度。经过功率分配的SDM-FSK-LFM信号在接收后进行下变频与模数转换进入到数字域中进行通信解调。首先对功率最大的子载波即子载波1进行去斜处理, 并通过快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)和峰值检测恢复相应的通信符号。由于经过功率分配后,  $A_2 \sim A_N$ 均小于 $A_1$ , 根据式(5), 累积干扰的功率占比大大下降, 曲线SSR能够得到提升, 因此有益于符号1的恢复。随后, 通过恢复发符号1重构子载波1, 并从接收信号中消除掉子载波1。在剩余的信号中, 子载波2成为功率最大的子载波。重复上述操作, 即可逐步消除各子载波和恢复各通信符号。

给各子载波赋予不同大小的功率后, 可将功率强的子载波分配给信道条件较差的用户, 例如距离发射端较远或受到干扰较重的用户, 将功率弱的子

载波分配给信道条件相对较好的用户。由此可以满足多用户不同的需求。在感知功能上, 可将功率最强的子载波用于目标探测以确保探测性能, 同时可根据探测分辨率需求改变子载波的调频斜率。

## 2.4 扩频增益与多普勒鲁棒性

SDM-FSK-LFM信号采用了扩频调制, 其核心优势在于通过去斜处理和FFT分析能够在数字域获得高处理增益(即扩频增益), 从而提升抗噪能力。在接收端, ADC芯片以奈奎斯特采样速率对接收信号进行采样后按照子载波的顺序与对应斜率的参考信号进行去斜处理, 得到式(4)所示的去斜信号。随后对去斜信号进行FFT, 将信号从时域变换到频域, 去斜信号中的单频分量会集中于单个频点形成峰值, 该峰值的频率对应FSK调制中的一个特定的频率符号。而噪声由于与去斜本振非相关, 能量会分散在整个FFT分析带宽内。因此, 在频域的峰值点处, 信噪比得到了显著的提升, 这使得系统能够在远低于噪声功率的条件下, 通过检测频域峰值来可靠地判决通信符号。

信号的理论可达到的扩频增益可表示为

$$G_{\text{spread}} = 10 \lg(BT) \quad (6)$$

另外, SDM-FSK-LFM的多普勒鲁棒性主要来源于FSK调制对多普勒频移的固有容限以及在数字频域的非相关检测特性。

定义SDM-FSK-LFM的FSK频率间隔为 $\Delta f$ , 只需确保频率间隔大于两倍的最大多普勒频移 $f_{d \max}$ , 即可保证在存在多普勒频移的情况下, 解调中FFT峰值不会混叠到相邻符号中导致判决错误。但需要注意的是, 由于多普勒频移的存在, FFT峰值可能不在数字频域的整数点上, 从而造成频谱泄露, 使得主峰能量降低, 这会一定程度地影响抗噪能力。

此外, SDM-FSK-LFM的解调本质上是非相干的频率检测。在数字域, 解调过程是通过FFT后寻找频谱中的最大峰值点, 并判决其对应的频率索引来实现的。这种检测方法对信号的绝对相位不敏感, 因此对多普勒效应引起的载波相位变化具有天然的免疫力。只要多普勒频移造成的频偏不至于使峰值跨越到相邻频率符号的判决区间, 就能正确解调。

## 2.5 光子辅助ISAC系统

图3所示为本文提出的面向多用户的光子辅助多普勒鲁棒ISAC系统, 系统包含了光子辅助ISAC收发机和通信接收机。其中, 光子ISAC收发机用

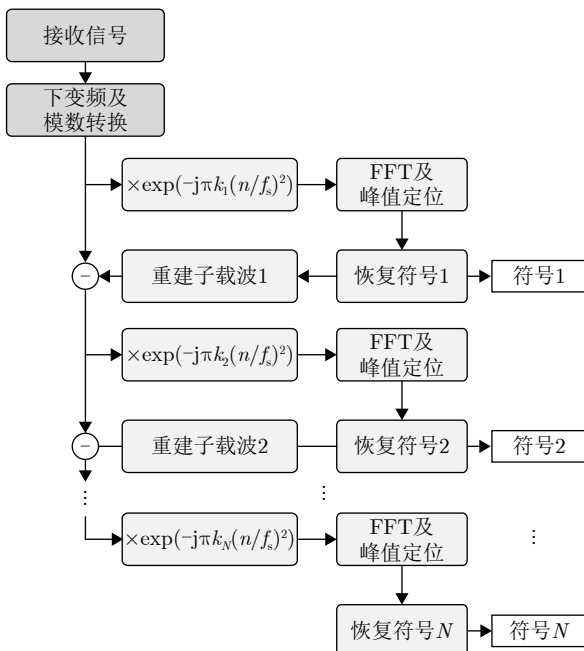


图2 基于串行干扰消除的通信解调方法示意图

Fig. 2 The schematic diagram of the successive interference cancellation method for communication demodulation

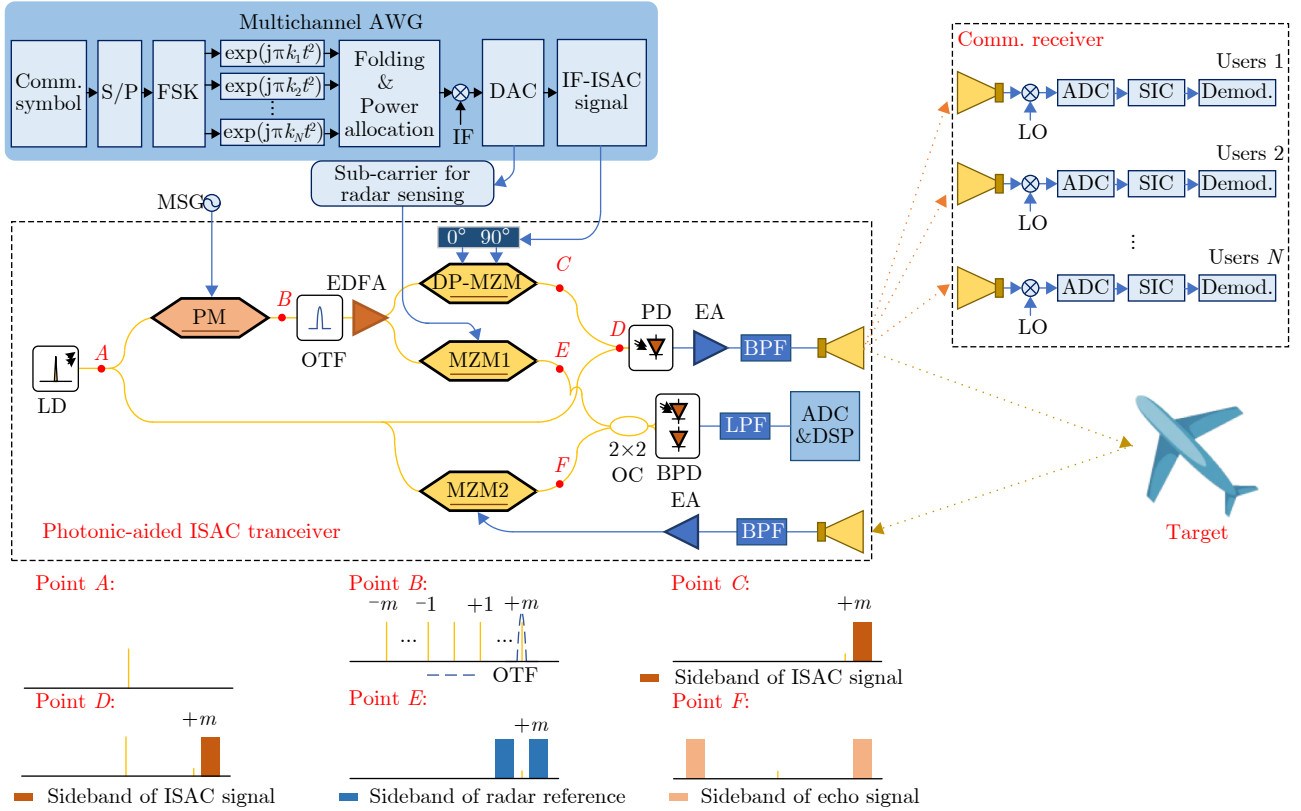


图3 光子辅助ISAC系统示意图

Fig. 3 The schematic diagram of the proposed photonic-aided ISAC system

于产生高频段的SDM-FSK-LFM并对探测目标的回波信号在光域进行去斜处理。各用户的通信接收机对接收信号进行下变频和通信解调。光子ISAC收发机由1个激光器(Laser Diode, LD)、1个相位调制器(Phase Modulator, PM)、1个可调谐光滤波器(Optical Tunable Filter, OTF)、1个掺铒光纤放大器(Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)、1个任意波形发生器(Arbitrary Waveform Generator, AWG)、1个90°电桥、1个双平行马赫曾德调制器(Dual Parallel Mach-Zehnder Modulator, DP-MZM)、2个马赫曾德调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)、1个2×2光耦合器(Optical Coupler, OC)、1个光电探测器、1个平衡光电探测器、2个电放大器、2个带通滤波器和1个低通滤波器组成。

在光子辅助收发机中,由LD发出的连续光信号输入到受到单音射频(Radio Frequency, RF)信号的PM中产生光频梳(Optical Frequency Comb, OFC)。在图3中点B产生的OFC信号可表示为

$$E_B(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{in} \sum_{i=-M}^M J_i(\beta_1) \exp(2j\pi(f_c t + i \cdot f_{RF} t)) \quad (7)$$

其中,  $E_{in}$ 和 $f_c$ 分别为LD输出光信号的幅度与频率,  $J_i(\cdot)$ 表示*i*阶一类贝塞尔函数,  $f_{RF}$ 表示MSG输出单音RF信号的频率,  $\beta_1$ 指PM的调制系数。OTF将OFC中所需的光梳信号滤出,输入到DP-MZM中,同时,AWG产生中频的ISAC信号经过90°电桥送入到DP-MZM的两个端口中,以完成单边带调制。

如图3所示,在AWG中,SDM-FSK-LFM信号的产生流程如下:首先,通信符号经过串并转换后对*N*个具有不同调频斜率的LFM子载波进行FSK调制。随后,对各子载波进行频谱折叠和功率分配得到基带SDM-FSK-LFM信号。最终,基带信号上变频到中频并通过数模转换输出。输出信号可表示为

$$s_{IF}(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos\left(2\pi\left((f_{IF} + f - B\alpha_i(t))_i t + \frac{1}{2}k_i t^2\right)\right), \quad 0 < t < T \quad (8)$$

假设OTF的通带对准了PM产生的OFC中的+*m*阶边带,那么,DP-MZM进行单边带调制输出到点C的光信号可以表示为

$$E_C(t) = \frac{1}{2} \sqrt{G} E_{in} J_m(\beta_1) J_1(\beta_2) \exp(2j\pi(f_c t + m \cdot f_{RF} t)) \times \sum_{i=1}^N A_i \exp\left(2j\pi\left((f_{IF} + f - B\alpha_i(t))_i t + \frac{1}{2} k_i t^2\right)\right) + \frac{2}{\sqrt{2}} n_{ASE}(t), 0 < t < T \quad (9)$$

其中,  $G$  是 EDFA 的增益,  $\beta_2$  为 DP-MZM 的调制系数,  $n_{ASE}(t)$  表示 EDFA 引入的 ASE 噪声, 其功率谱密度为  $S_{ASE}(f) = (G-1) h f n_{sp}$ 。其中,  $h$  为普朗克常数,  $f$  为光频率,  $n_{sp}$  为自发辐射因子。DP-MZM 的输出信号在点  $D$  处与 LD 的输出光信号耦合后, 经过 PD 进行光电转换即可得到高频段的 ISAC 信号。PD 的输出信号可表示为

$$i_{PD}(t) \propto \frac{\sqrt{2}}{2} \eta \sqrt{G} E_{in} J_m(\beta_1) E_C(t) \times \sum_{i=1}^N A_i \cos\left(2\pi\left((m \cdot f_{RF} + f_{IF} + f_i - B\alpha_i(t))_i t + \frac{1}{2} k_i t^2\right)\right) + n_{PD}(t), 0 < t < T \quad (10)$$

其中,  $\eta$  表示 PD 的响应度。  $n_{PD}(t)$  为包含 ASE 噪声的电噪声项, 其方差为:  $\sigma_{PD}^2 = \sigma_{ASE}^2 + \sigma_{th}^2$ , 其中,  $\sigma_{th}^2$  为热噪声方差, ASE 噪声方差  $\sigma_{ASE}^2 = q^2 \eta^2 G P_{ASE} \cdot B_e$ ,  $\sigma_{th}^2$  为热噪声方差,  $q$  为电子电荷,  $B_e$  为输出电信号带宽, 为 ASE 噪声功率  $P_{ASE}$ 。

可见, 基于光子架构可以成功产生高频段的 ISAC 信号, 其工作频段的切换可通过调谐 OTF 的中心频率滤出不同阶的光梳信号以实现, 具有优越的频率扩展能力。

$$i_{LPF}(t) \propto \varepsilon \eta E_{in}^2 \sqrt{G} \varsigma \times \sum_{i=1}^N A_i \cos\left(2\pi\left(\frac{1}{2} k_i t^2 - \frac{1}{2} k_1 (t - \tau)^2 - B\alpha_i(t) t + B\alpha_i(t - \tau) (t - \tau) + (f_{IF} + m \cdot f_{RF} + f_i) \tau\right)\right) + n_{PD}(t) \\ = \varepsilon \eta E_{in}^2 \sqrt{G} \varsigma \times \sum_{i=1}^N A_i \cos\left(2\pi\left(k_1 \tau t + \frac{1}{2} (k_i - k_1) t^2 - B\alpha_i(t) t + B\alpha_i(t - \tau) (t - \tau) + (f_{IF} + m \cdot f_{RF} + f_i) \tau - \frac{1}{2} k_1 \tau^2\right)\right) + n_{PD}(t), \tau < t < T \quad (13)$$

其中,  $\varsigma = J_m(\beta_1) J_1(\beta_3) J_1(\beta_4)$ 。对该信号以采样率  $B$  进行采样, 则得到的离散信号可表示为

另外, 光子收发机也能够对目标探测的回波信号进行光域去斜处理。本方案中, 我们将 ISAC 信号的第 1 个子载波即功率占比最大的子载波用于目标探测, 则相应的去斜参考信号的斜率应当为  $k_1$ 。去斜参考信号由 AWG 的另一个端口产生并送入到 MZM1 中。MZM1 的直流偏置设置在最小传输点以实现载波抑制双边带调制。因此, 输出到点  $E$  的光信号可表示为

$$E_E(t) = \frac{1}{2} \sqrt{G} E_{in} J_m(\beta_1) J_1(\beta_3) \exp(2j\pi(f_c t + m \cdot f_{RF} t)) \times A_1 \exp\left(2j\pi\left(\pm(f_{IF} + f_i - B\alpha_i(t)) t + \frac{1}{2} k_1 t^2\right)\right) + \frac{2}{\sqrt{2}} n_{ASE}(t), 0 < t < T \quad (11)$$

其中,  $\beta_3$  为 MZM1 的调制系数。另外, 探测目标的回波信号在接收后经过带通滤波与放大后被送入 MZM2 进行载波抑制双边带调制。MZM2 输出到点  $F$  的光信号可表示为

$$E_F(t) = \frac{1}{2} \varepsilon E_{in} J_1(\beta_4) \exp(2j\pi f_c t) \times \sum_{i=1}^N A_i \exp\left(2j\pi\left(\pm(f_{IF} + m \cdot f_{RF} + f_i - B\alpha_i(t - \tau)) (t - \tau) + \frac{1}{2} k_i (t - \tau)^2\right)\right), 0 < t < T \quad (12)$$

其中,  $\varepsilon$  为目标的雷达散射特性,  $\tau$  为回波信号的双程时延,  $\beta_4$  是 MZM2 的调制系数。MZM1 和 MZM2 的输出信号  $E_E(t)$  和  $E_F(t)$  由  $2 \times 2$  OC 耦合之后输入到 BPD 中进行平衡探测和低通滤波。得到的去斜信号可表示为

$$\begin{aligned}
i_{\text{LPF}}(n) &\propto E_{\text{in}}^2 \sqrt{G_{\text{C}}} \times \sum_{i=1}^N A_i \cos \left( 2\pi \left( \begin{aligned} &k_1 \frac{n \cdot \tau}{f_s} + \frac{1}{2} (k_i - k_1) \left( \frac{n}{f_s} \right)^2 - B \alpha_i \left( \frac{n}{f_s} \right) \frac{n}{f_s} \\ &+ B \alpha_i \left( \frac{n}{f_s} - \tau \right) \left( \frac{n}{f_s} - \tau \right) \\ &+ (f_{\text{IF}} + m \cdot f_{\text{RF}} + f_i) \tau - \frac{1}{2} k_1 \tau^2 \end{aligned} \right) \right) + n_{\text{PD}}(t) \\
&= E_{\text{in}}^2 \sqrt{G_{\text{C}}} \times \sum_{i=1}^N A_i \cos \left( 2\pi \left( \begin{aligned} &k_1 \frac{n \cdot \tau}{f_s} + \frac{1}{2} \Delta k_{i,1} \left( \frac{n}{f_s} \right)^2 + B \alpha_i \left( \frac{n}{f_s} - \tau \right) \tau \\ &+ (f_{\text{IF}} + m \cdot f_{\text{RF}} + f_i) \tau - \frac{1}{2} k_1 \tau^2 \end{aligned} \right) \right) + n_{\text{PD}} \left( \frac{n}{f_s} \right) \\
&= E_{\text{in}}^2 \sqrt{G_{\text{C}}} \times \underbrace{A_i \cos \left( 2\pi \left( \begin{aligned} &k_1 \frac{n \cdot \tau}{f_s} + (f_{\text{IF}} + m \cdot f_{\text{RF}} + f_i) \tau \\ &-\frac{1}{2} k_1 \tau^2 \end{aligned} \right) \right)}_{\text{Range information}} \\
&\quad + \underbrace{E_{\text{in}}^2 \sqrt{G_{\text{C}}} \times \sum_{i=2}^N A_i \cos \left( 2\pi \left( \begin{aligned} &k_1 \frac{n \cdot \tau}{f_s} + \frac{1}{2} \Delta k_{i,1} \left( \frac{n}{f_s} \right)^2 \\ &+ (f_{\text{IF}} + m \cdot f_{\text{RF}} + f_i) \tau - \frac{1}{2} k_1 \tau^2 \end{aligned} \right) \right)}_{\text{Accumulated interference}} + n_{\text{PD}} \left( \frac{n}{f_s} \right),
\end{aligned} \tag{14}$$

$$f_s \tau < n < f_s T$$

其中,  $\Delta k_{i,l}$ 表示第*i*个子载波与第*l*个子载波的调频斜率差,即 $k_i - k_l$ 。对该信号进行FFT运算便能得到目标的一维距离像。可见,该信号采用脉间的FSK调制,并没有将通信的随机信息引入到距离信息中,因此并没有对距离探测造成影响。需要注意的是,由于在采样后的数字信号中折叠因子是可直接忽略的,因此在数字域中折叠与未折叠信号得到的去斜信号是等效的。这意味着,当 $k_1 T > B$ 时,使用折叠SDM-FSK-LFM信号进行目标探测可达到带宽超过*B*的信号的效果。由此可以在实现高距离分辨率的同时减小信号对频谱资源的占用。然而,目标探测的最大不模糊距离不能超过 $cB/(4k_1)$ ,否则会出现频谱混叠而导致距离模糊。

对于通信接收用户而言,如图3所示,接收信号首先被下变频到中频,再模数转换至数字域,随后在数字域中进行IQ下变频得到基带SDM-FSK-LFM信号,最终通过2.3节中介绍的SIC方法恢复通信符号。

### 3 仿真分析

为了对设计的SDM-FSK-LFM的波形性能以及各参数的影响进行分析,基于表1中的参数设置展开仿真。

#### 3.1 去斜信号的杂散抑制比

无论通信解调还是目标探测,去斜处理都是关键的步骤。在式(4)和式(5)中可见,SDM-FSK-LFM的去斜信号中包含了需要的单音成分和累积干扰。在子载波功率确定的情况下,影响累积干扰

的功率密度的有两个因素:子载波数*N*和子载波间的最小调频斜率差 $\min.\Delta k$ 。前者决定了累积干扰的总功率,后者影响了累积干扰的功率谱密度。更大的子载波数能够显著提升信号的通信速率,但也会带来更大的累积干扰,恶化去斜SSR,对目标探测和通信解调的可靠性造成不利影响。下面通过仿真进行详细分析。

为了分析这两个因素对去斜SSR的影响,在仿真中将子载波数从2逐步递增至32,从16 MHz/ $\mu\text{s}$ 以步进16 MHz/ $\mu\text{s}$ 递增至96 MHz/ $\mu\text{s}$ ,测量不同参数下的去斜SSR。通过20次仿真取平均值,得到的不同 $\min.\Delta k$ 下,去斜SSR随子载波数变化曲线如图4(a)所示。整体来看,当子载波数增加时,去斜SSR均呈下降趋势,这是由累积干扰的功率提升导致的。而当 $\min.\Delta k$ 增加时,由于子载波之间正交性更好,去斜SSR得到一定程度的改善。但在子载波数较大时,这样的改善是很有限的。如曲线中所示,当子载波数大于25时,各个 $\min.\Delta k$ 下的去斜SSR均低于10 dB。为了降低累积干扰带来的影

表1 仿真参数设置

Tab. 1 Simulation parameters configuration

参数	取值
脉宽( $\mu\text{s}$ )	1
脉冲重复频率(MHz)	1
采样率(Gsa/s)	2.048
FSK阶数	1024
起始频率(MHz)	0, 2, ..., 2046

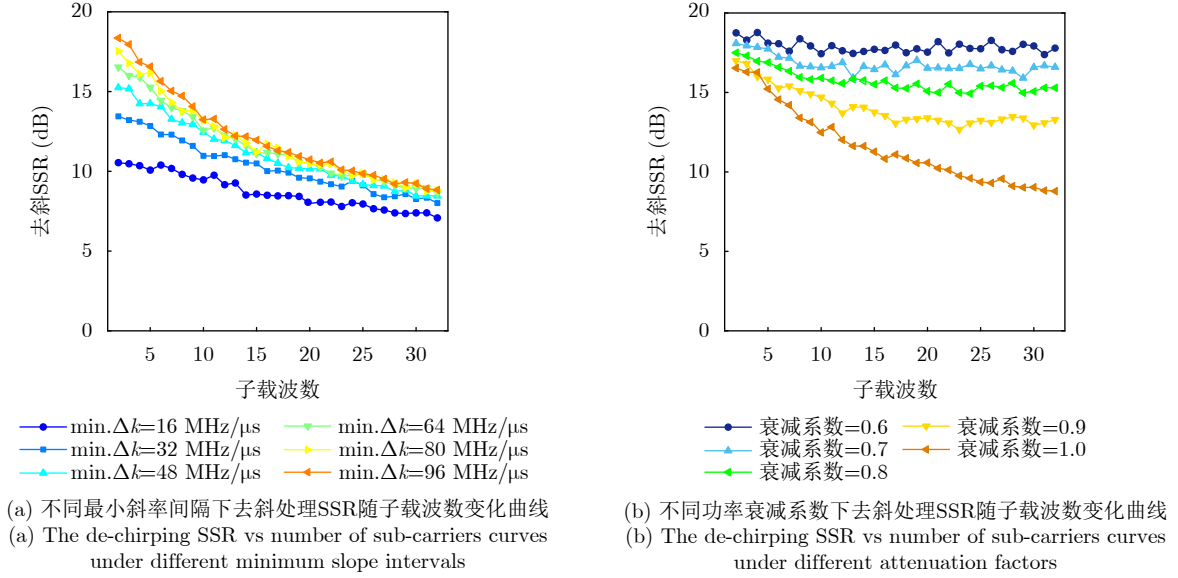


图 4 SDM-FSK-LFM信号去斜性能仿真

Fig. 4 Simulation of the de-chirping performance of the SDM-FSK-LFM signal

响，对各个子载波进行了功率分配以改善去斜SSR。功率分配的方式为按子载波序号递减分配，即第 $i$ 个子载波的幅度系数 $A_i$ 可表示为

$$A_i = \sqrt{p}^{i-1} A_1 \quad (15)$$

其中， $p$ 表示功率衰减系数。将 $\min.\Delta k$ 设置为 $64 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ ，对不同衰减系数下的去斜SSR进行仿真，得到去斜SSR随子载波数的变化曲线如图4(b)所示。从图中可见，采用递减功率分配后，去斜SSR得到明显的改善，且去斜SSR随子载波数增加而下降的趋势是不断减缓并趋于稳定的。将 $p$ 调整为 $0.9, 0.8, 0.7$ 和 $0.6$ ，相应的去斜SSR曲线可分别稳定在 $13 \text{ dB}, 15 \text{ dB}, 17 \text{ dB}$ 和 $18 \text{ dB}$ 。 $p$ 越小，去斜SSR的改善是越明显的，然而，这会导致子载波的功率下降更快，以至于在 $p$ 过小时，后续子载波的功率难以满足用户的接收信噪比要求。因此，在实际应用中需要根据具体的信道情况对功率分配策略进行改进。

为了进一步分析去斜SSR恶化对系统带来的影响，对不同SNR下，SDM-FSK-LFM信号第一子载波和普通单斜率LFM信号的去斜SSR进行了仿真比较。仿真参数设置上，子载波数为 $16$ ， $\min.\Delta k$ 为 $64 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ ， $p$ 为 $0.8$ 。图5(a)—图5(d)所示为SNR为 $30 \text{ dB}, 20 \text{ dB}, 0 \text{ dB}$ 和 $-10 \text{ dB}$ 时SDM-FSK-LFM波形(红色)与单斜率LFM波形(蓝色)的去斜频谱。可以看出，当接收信噪比较高时，由于SDM-FSK-LFM去斜信号中累积干扰的存在，两者去斜SSR的差距是非常明显的，图5(a)中，SNR为 $30 \text{ dB}$ 时，两者噪底差距达到 $30 \text{ dB}$ 左右。而在图5(b)和图5(c)

中，信噪比分别下降到 $20 \text{ dB}$ 和 $0 \text{ dB}$ ，此时单斜率LFM去斜频谱的噪底有明显的提升，但SDM-FSK-LFM去斜频谱的噪底提升并不明显。图5(d)中，当SNR为 $-10 \text{ dB}$ 时，两者去斜频谱的噪底差距在 $5 \sim 10 \text{ dB}$ 。为了反映去斜性能随接收SNR的变化趋势，我们统计了 $-10 \sim 30 \text{ dB}$  SNR下，SDM-FSK-LFM波形和单斜率LFM波形的去斜SSR，并绘制曲线如图5(e)所示。从曲线趋势来看，随SNR的下降单斜率LFM的去斜SSR的下降是明显的，而对于SDM-FSK-LFM而言，SNR从 $30 \text{ dB}$ 下降到 $0 \text{ dB}$ 的过程中，其去斜SSR只下降了 $3 \text{ dB}$ 左右，当SNR小于 $0 \text{ dB}$ 时，去斜SSR才有明显的下降。并且，在低信噪比的情况下，SDM-FSK-LFM波形与单斜率LFM波形的去斜SSR逐渐接近。对于通信解调而言，我们主要关注去斜的主峰能否被正确检测，对于目标探测而言需要关注多个去斜峰值。因此，对于通信而言，由于SDM-FSK-LFM信号在低SNR下去斜SSR与单斜率LFM会存在 $5 \sim 10 \text{ dB}$ 的差距。对于目标探测而言，在低信噪比，即远距离条件下，斜率复用对探测性能造成一定影响，在高信噪比条件下，两者去斜SSR有较大差距，该恶化影响的主要是目标探测的动态范围。即便在良好SNR的条件下，SDM-FSK-LFM信号的去斜SSR也无法超过 $20 \text{ dB}$ ，这意味着当回波中同时存在散射强度较强和较弱的目标时，系统对弱目标的探测性能存在明显的下降。

### 3.2 高斯信道以及多普勒频移下的误码性能分析

为了分析SDM-FSK-LFM信号的通信性能，本

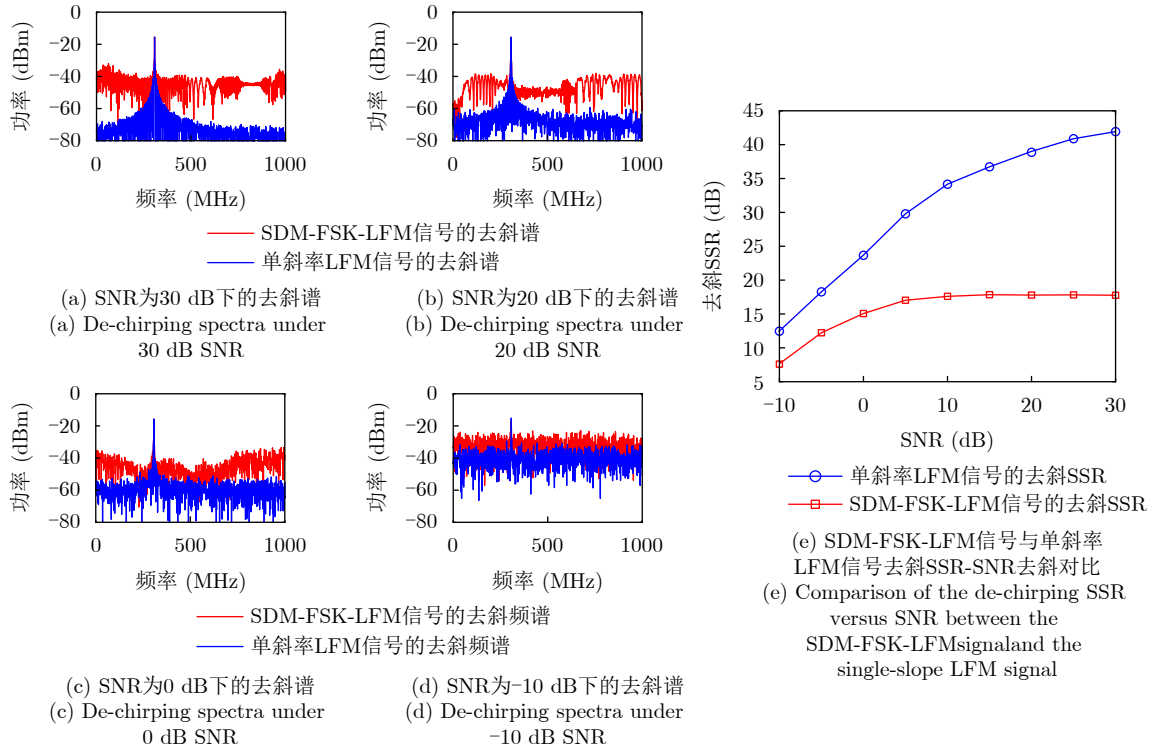


图5 SDM-FSK-LFM信号与单斜率LFM信号去斜性能对比

Fig. 5 Comparison of the de-chirping performance between the SDM-FSK-LFM waveform and the single-slope LFM waveform

节通过仿真验证该信号在高斯信道条件和强多普勒频移下各子载波的BER。在仿真中,将最小调频斜率差 $\min.\Delta k$ 设置为 $64\text{ MHz}/\mu\text{s}$ ,子载波数 $N$ 设置为16,功率衰减系数 $p$ 设置为0.8。在子载波中,将具有最大调频斜率的子载波,即子载波16的功率设置为最大,则其他各子载波的幅度系数为 $A_i = \sqrt{p}^{i \bmod 16} A_{16}$ 。在该参数设置下,最大通信速率可达160 Mbps。首先,在无多普勒频移下对该波形在不同SNR下的BER性能进行仿真验证,其中,通信传输符号设置为20000个,并进行30次仿真求取平均值。需要说明的是,由于不同子载波的功率不同,各子载波在同一时刻的SNR必然不相同,为了便于分析和比较,在仿真中SNR定义为SDM-FSK-LFM信号整体的SNR,即信号整体功率与噪声功率的比值。图6(a)中绘制了不同SNR下的BER曲线。从曲线中可见,各子载波的BER几乎随功率的衰减而等间隔升高,这是因为,当无多普勒频移时,可以几乎理想地实现SIC,而不会产生误差累积。此外,得益于啁啾扩频调制的高处理增益,该信号在低SNR条件下展现了良好的BER性能,16个子载波中的8个子载波在信号整体SNR低于0 dB的条件下,误码率可保持在 $10^{-4}$ 以下。这意味着该波形有望应用于强干扰或者远距离低功耗的场景中。为进一步验证该波形在高动态环境下的适应性,在接收信号中引入0~1000 kHz的多普勒频

移,并将SNR控制在0 dB,对各子载波的BER进行仿真。所得不同多普勒频移下各子载波的BER曲线如图6(b)所示。曲线中,功率最高的两个子载波明显具备良好的多普勒容忍能力,在600 kHz的多普勒频移下,BER依然可以保持在 $10^{-5}$ 以下。其余子载波的多普勒容忍性相对而言有明显下滑,但6个子载波的BER在200 kHz的多普勒频移下均低于 $10^{-5}$ 。基于不同功率子载波的通信性能差异,在实际系统中,可根据实际的信道状态,将高功率的子载波分配给处于低SNR和高动态环境的用户。

为了分析SDM-FSK-LFM信号与先前报道的方案中采用的主流感知中心ISAC信号相比在抗噪性和多普勒鲁棒性上的优越性,对BPSK-LFM<sup>[23]</sup>,QAM-LFM<sup>[24]</sup>和CE-OFDM-LFM<sup>[25]</sup>3种典型信号进行BER性能仿真并与SDM-FSK-LFM信号进行比较。该3种信号的带宽、脉宽、PRF均与SDM-FSK-LFM信号一致,通信速率均与SDM-FSK-LFM信号的单载波速率一致,即10 Mbps。其中QAM-LFM的调制阶数为16,CE-OFDM-LFM中OFDM子载波数为10,调制样式为BPSK。3种典型信号均采用相干解调。图7(a)所示为无多普勒频移时,各信号BER随SNR变化曲线。图中可见,功率最大的子载波16,其BER性能远优于其余波形。子载波9的功率较其余3种典型波形约低17 dB,但其BER性能在信号整体SNR大于0 dB时仍具有明显优势。

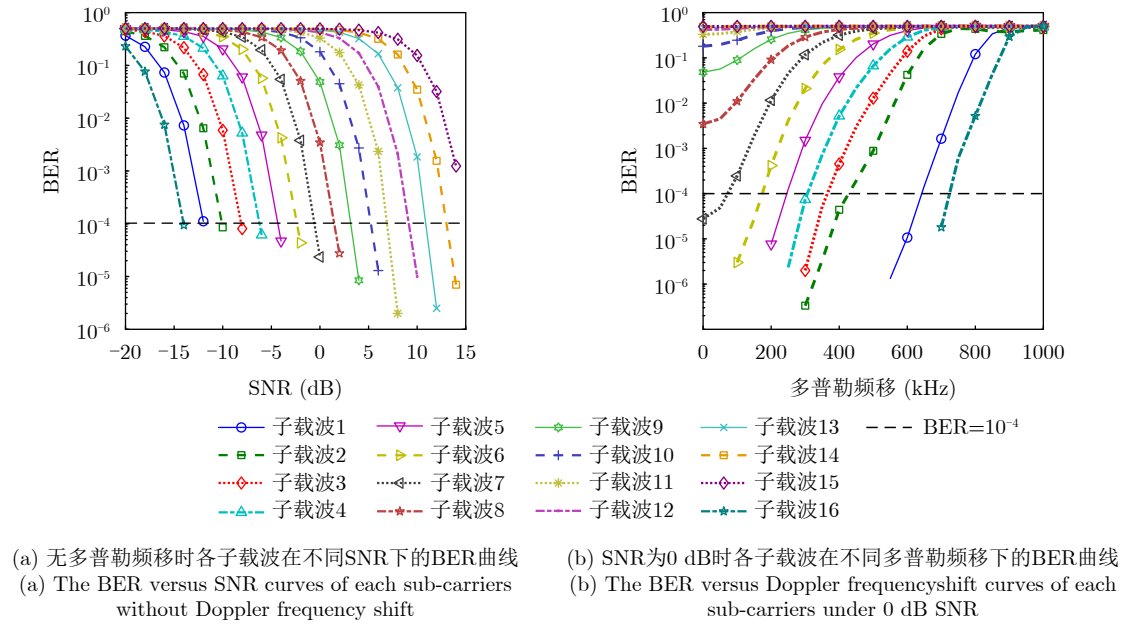


图 6 SDM-FSK-LFM信号通信BER仿真

Fig. 6 Simulation results of the BER of the SDM-FSK-LFM signal

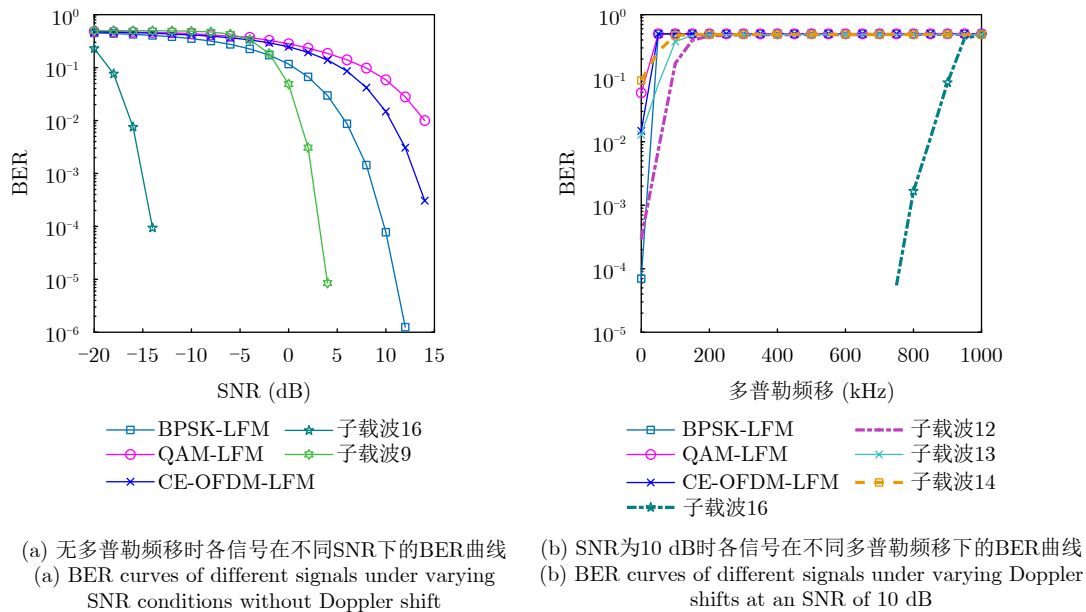


图 7 SDM-FSK-LFM信号与典型感知中心通感一体信号单载波BER仿真性能比较

Fig. 7 Comparison of the single sub-carrier BER simulation performance between the SDM-FSK-LFM signals and the typical sensing-centric ISAC signals

这展现了SDM-FSK-LFM信号优越的抗噪性能。图7(b)展示了SNR为10 dB时，各信号在不同多普勒频移下的BER曲线。相比于SDM-FSK-LFM信号，其他3种主流信号对多普勒频移十分敏感，在存在多普勒频移时，BER直接恶化至0.5。因此，为了确保通信性能，这些信号需要非常精确的频偏估计与补偿，这在LEO通信时存在的高时变多普勒频移下实现难度很大。而SDM-FSK-LFM信号

子载波16在频偏为1000 kHz时BER才恶化到与其他波形相同的水平。子载波12, 13, 14在无多普勒频移时，BER分别与BPSK-LFM, CE-OFDM-LFM和QAM-LFM信号接近，但当存在多普勒频移时，3个子载波均表现出一定的多普勒鲁棒性，分别在频偏为200 kHz, 150 kHz和100 kHz时BER才恶化至0.5。由此可见，SDM-FSK-LFM信号较其他主流信号在多普勒鲁棒性上具有明显的优势，在实际

应用时可在无频谱补偿或粗补偿的情况下保持优异的通信性能。

此外,需要说明的是,SDM-FSK-LFM信号在抗噪和多普勒鲁棒性能上的优势是以降低频谱效率为代价的。在PRF最大的前提下,即 $PRF=1/T$ ,SDM-FSK-LFM的极限频谱效率可达到 $M\log_2(BT)/(BT)$  bit/(s·Hz),BPSK-LFM,QAM-LFM和CE-OFDM-LFM的极限频谱效率分别为1,  $\log_2 M$ 和 $\log_2 M$  bit/(s·Hz),其中 $M$ 为调制阶数。图8所示为16子载波SDM-FSK-LFM信号极限频谱效率随时宽带宽积 $BT$ 的变化曲线及与典型值的对比。从图中蓝色曲线可以看出,SDM-FSK-LFM信号的极限频谱效率是随信号时宽带宽积的增加而下降的,而高分辨的雷达系统通常需要几百甚至几千的时宽带宽积,此时,该信号的频谱效率是远低于常规信号的。虽然,SDM-FSK-LFM的频谱效率可通过增加子载波

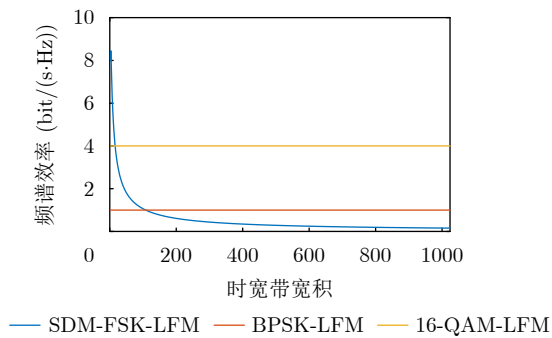


图8 SDM-FSK-LFM信号极限频谱效率随时宽带宽积变化曲线及与典型信号的对比

Fig. 8 Comparison of maximum spectrum efficiency of the SDM-FSK-LFM signals and the typical signals

数来提升,但子载波间累积干扰的存在使得子载波数量得到一定程度的控制,因此该信号频谱效率难以达到常规非扩频调制信号的水平。例如,当LFM脉冲参数按照当前仿真设置时,SDM-FSK-LFM信号需要复用超过186个子载波才能超过BPSK-LFM的水平,此时,累积干扰将使得通信和感知功能完全失效,这显然不符合工程实际。

## 4 实验验证

### 4.1 系统搭建

基于图3中设计的系统架构,我们搭建了如图9所示的实验验证系统。LD(康冠,KG-TLS-15-C)产生中心频率和功率分别为191.414 THz和14 dBm的线偏振连续光,并输入到 $1\times 2$  OC中分为两路。其中一路光信号输入到PM(iXblue,MPZ-LN-40),在MSG(思仪,AV1464A)提供的16 GHz单音信号的驱动下产生OFC。OFC经过EDFA1放大后输入到OTF(EXFO,XTM-50)中滤得所需的光波长。该光波长信号由 $1\times 2$  OC中分为两路后分别通过PC1,PC2输入到偏振复用(Polarization Division Multiplexing,PDM)-DP-MZM(Fujitsu,FTM7977HQA)和MZM1(康冠,KG-AM-15-40-PP-FA)中。由于实验室中没有DP-MZM,在此使用(PDM)-DP-MZM的 $x$ 偏振方向子调制器代替。AWG(思仪,AV1652B)的通道1和通道2分别输出相位相差 $90^\circ$ 的中频SDM-FSK-LFM信号到PDM-DP-MZM子调制器的两个射频口中进行单边带调制。AWG的通道3输出参考信号并送入到MZM1中进行载波抑制双边带(Carrier-Suppressed Double Sideband,CS-DSB)调制。

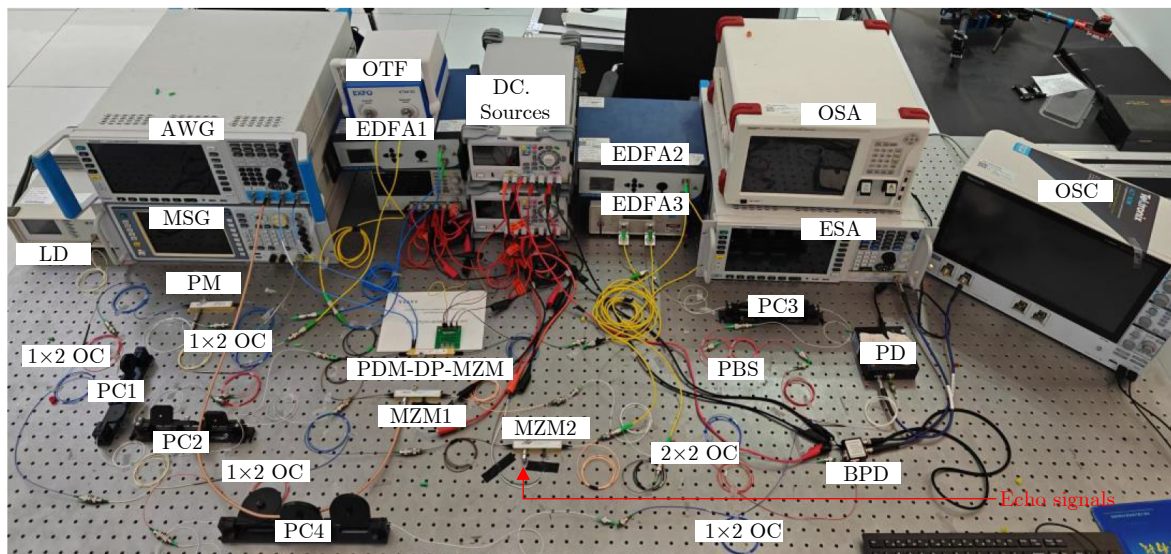


图9 实验演示系统搭建示意图

Fig. 9 The configuration of the experimental setup

PDM-DP-MZM输出的光信号在经过EDFA2放大后, 由PC3和PBS将所需的 $x$ 偏振态分离出来。为了尽可能避免另一子调制器带来的影响, 对其的主偏置点进行控制使输出的光载波功率得到抑制, 从而不会造成单边带调制载波抑制性能的恶化。LD输出的另一路光信号由 $1 \times 2$  OC进一步分为两路, 其中一路经过PC4后与PBS输出光信号合路后送入到高速PD(康冠, KG-PD-50 GHz)产生Ku频段的SDM-FSK-LFM信号, 另一路输入到MZM2(康冠, KG-AM-15-40-PP-FA)中。在接收方面, 回波信号输入到MZM2中进行CS-DSB调制, 其输出信号经过EDFA3放大后与MZM1的输出信号进行耦合, 最后输入到BPD实现光域去斜。实验中各处光信号通过光谱仪(OSA, APEX, AP2060A)进行监测, PD输出的高频电信号由频谱仪(ESA, 思仪, AV4036E)采集。BPD输出的去斜低频信号由OSC(Tektronics, MSO64B)采集。

## 4.2 波形生成

首先对该系统产生Ku频段的SDM-FSK-LFM波形进行实验验证。将OTF的中心频率调整为193.430 THz从而滤出PM输出光信号中的+1阶光边带。图10(a)中红色曲线为PM输出信号的光谱, 图中可见梳状谱的频率间隔为16 GHz。蓝色曲线为OTF的频率响应, 其中心频率正好位于1阶光边带处, 与理论设置一致。滤波输出光信号的光谱如图10(b)所示, 滤得的+1阶光边带的杂散抑制比达到了52.2 dB, 可为后续上变频提供较好的光载波。该信号随后输入到PDM-DP-MZM中对AWG输出到0.300~1.836 GHz的中频SDM-FSK-LFM信号进行单边带调制, 输出信号与LD输出光载波合路后送入PD。PD前的光谱如图10(c)所示, 光谱中包含了中心频率为193.414 THz的LD输出光载波, 以及PDM-DP-MZM输出的单边带调制光信号。其

中, 单边带调制的边带抑制比达到18.6 dB, 由于消光比的限制, 载波抑制比为9.1 dB。

经过PD的光电转换, 输出高频电信号由ESA采集, 得到的频谱如图11(a)所示。可见0.300~1.836 GHz的十载波中频SDM-FSK-LFM信号被上变频到16.300~17.836 GHz, 即成功产生了Ku频段的SDM-FSK-LFM信号。频谱中, 信号的边带抑制比为17.8 dB, 但载波抑制比为8.2 dB。因此在发射信号前, 需进行带通滤波。以消除其他杂散分量。为了对产生Ku频段的信号的时域波形进行监测, 将该信号下变频至中频, 由采样率为6.25 GSa/s的OSC进行采样。采集信号的波形如图11(b)所示, 作为多载波信号, SDM-FSK-LFM信号的波形的包络并不平坦, 但PAPR为6.58 dB, 能够满足长距离通信系统如卫星通信放大器的要求<sup>[33]</sup>。对波形进行时频变换, 得到产生SDM-FSK-LFM信号的时频图如图11(c)所示。可见在每个符号周期内在16.300~17.836 GHz频率范围内混合了多个不同斜率的时频曲线, 这些曲线即SDM-FSK-LFM信号各个子载波。每个符号周期内的子载波数为10, 且各个子载波具有不同的能量和起始频率。因此实现了SDM-FSK-LFM信号的多斜率复用、FSK调制、频谱折叠和功率分配。

实验中采用的OTF的调谐范围可达到624 GHz, 通过调谐OTF的中心频率可以筛选出更高阶的光梳信号, 从而产生载频在32 GHz, 48GHz甚至更高频段的SDM-FSK-LFM信号, 大大扩展系统的工作频段。但受限于实验室中的射频测试设备的工作带宽, 例如频谱分析仪和示波器, 无法对高于Ku频段的信号进行测试分析, 因此仅对系统在Ku频段的工作性能进行实验验证和分析。

## 4.3 目标探测

为了验证该系统的目标探测性能, 进行了如

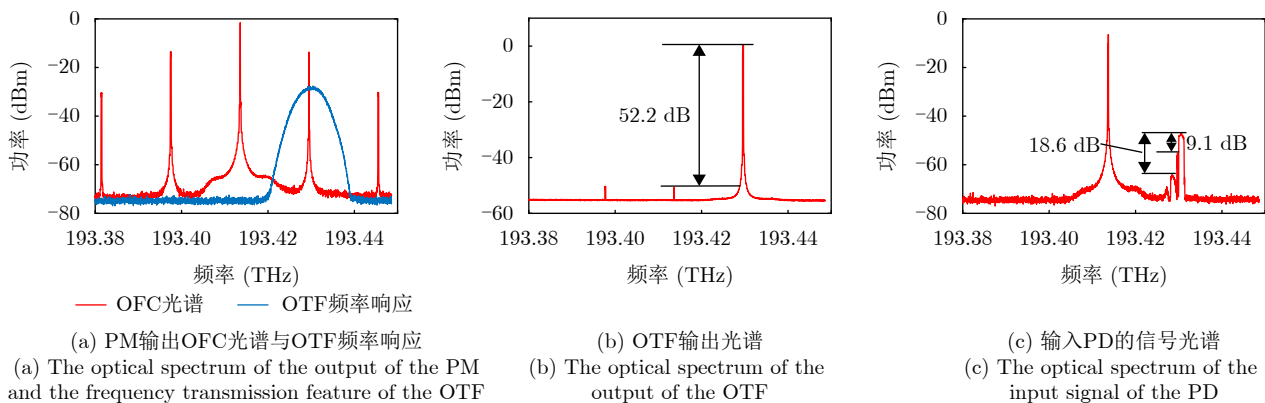


图 10 实验光谱图

Fig. 10 The optical spectrum in the experiment

图12所示的目标探测半实物实验。首先, 根据实验要求设定仿真目标探测场景, 并按照该场景计算出回波延时。随后, 在AWG输出的中频SDM-FSK-LFM信号和去斜参考信号之间的延时设置为计算得到的延时。最终, 产生Ku频段的SDM-FSK-LFM信号作为回波重新输入到MZM2中, 其与参考信号的延时等效于仿真目标探测场景中的回波延时。将BPD输出的去斜电信号进行采样和FFT处理便可得到探测目标的一维距离像。

将目标的距离设置为15 m对系统的回波去斜性能进行验证。在产生的SDM-FSK-LFM信号中调频斜率为 $1.536 \text{ GHz}/\mu\text{s}$ 的子载波作为探测载波。为了验证功率分配对于去斜性能的提升, 在BPD的输出端分别采集了使用功率分配和未使用功率分配的去斜结果。得到的去斜信号频谱分别如图13(a)和图13(b)所示。使用和未使用功率分配的曲线SSR分别为17.9 dB和11.2 dB, 可见功率分配带来的提升明显。为了验证不同子载波数下的去斜性能, 在

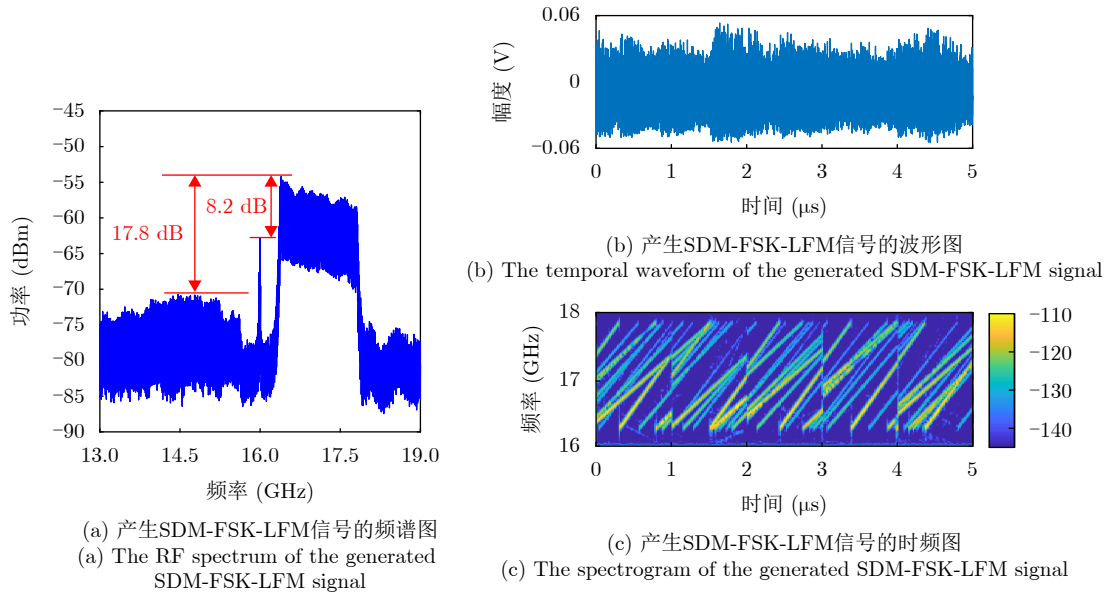


图 11 波形产生实验结果

Fig. 11 The experiment results of waveform generation

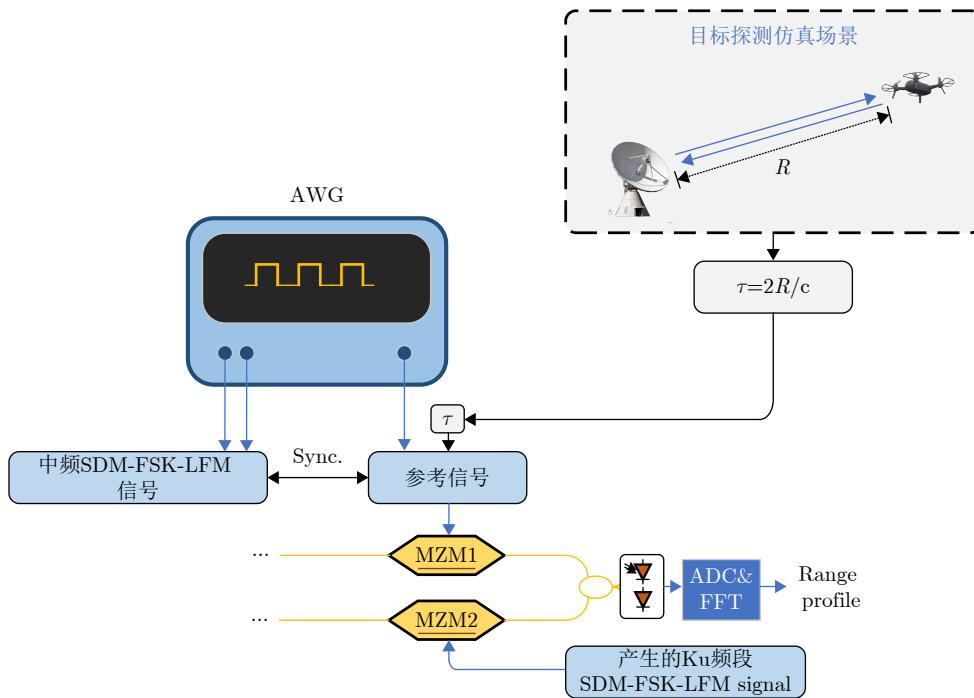


图 12 目标探测半实物实验示意图

Fig. 12 The configuration of the semi-hardware experiment for target detection

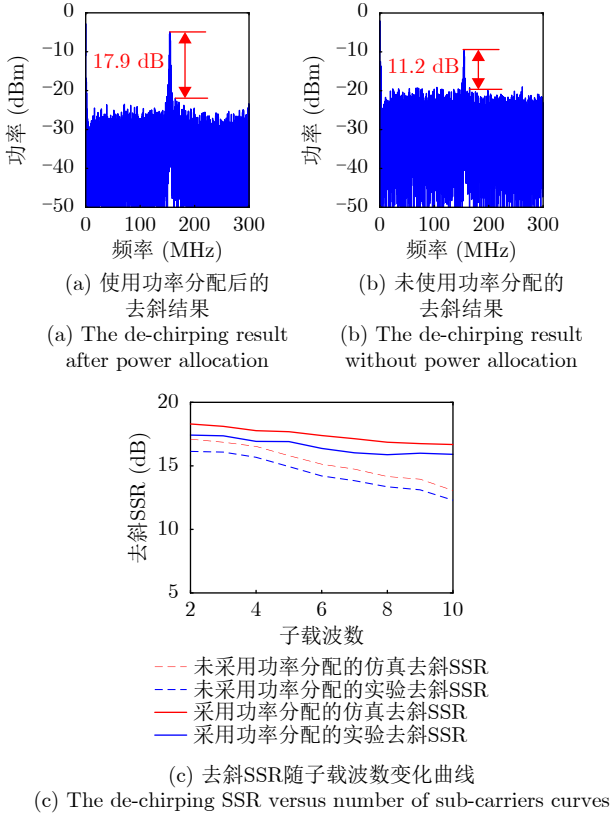


图 13 去斜性能验证结果

Fig. 13 Demonstration of de-chirping performance

实验中将子载波数从2调整到10，并记录30次去斜SSR，以平均值绘制了如图13(c)所示的曲线。其中，红线为仿真得到的曲线，蓝线为实验得到的曲线，实线为使用功率复用得到的曲线，虚线为未使用功率复用的曲线。在未使用功率分配时，去斜SSR随子载波数增加下降十分明显，且下降率不断上升。在使用功率分配时，去斜SSR的下降趋势变缓，且随子载波增加逐渐稳定。实验测量得到的曲线与仿真曲线的趋势基本一致，但由于信号源产生LFM信号的线性度是非理想的且存在一定相位噪声，导致实验所得的SSR与仿真曲线有1~2 dB的差距。整体来看，功率分配的使用对于去斜SSR的改善是显著的，且在子载波数越大的情况下，改善效果越好。

在目标探测场景中设置两个距离相近的目标，以验证该系统的距离分辨率。对于带宽为1.536 GHz的信号，其理论距离分辨率约为0.098 m。首先，将两个相邻目标的距离分别设置为15.0 m和15.1 m，以调频斜率为1.536 GHz/ $\mu$ s的子载波进行目标探测。得到的一维距离像如图14(a)所示，图中包含了两个能量峰，分别位于15.01 m和15.12 m，与实验设置基本一致。这表明该系统的距离分辨率可基本达到理论值。在2.4节中提到，利用频谱折

叠可使系统的分辨率不受信号带宽的限制。为了验证分辨率提升的可行性，我们将探测子载波的调频斜率提升到3.072 GHz/ $\mu$ s进行目标探测。由于采用了频谱折叠，带宽3.072 GHz的子载波被折叠到了1.536 GHz。图14(c)中展示了该子载波探测15.0 m和15.1 m两个目标得到的一维距离像，得到两个能量峰分别位于14.97 m和15.08 m，与理论值接近。同时，图14(c)中的两个能量峰相比于图14(a)中分离得更加清晰，更易区分这两个目标。这意味着调频斜率的增大使得系统的距离分辨性能得到提升。带宽3.072 GHz的信号的理论距离分辨率约为0.049 m。在此，我们将两个目标的位置调整为15.0 m和15.05 m，并分别以1.536 GHz/ $\mu$ s和3.075 GHz/ $\mu$ s的子载波进行探测。所得的一维距离像分别由图14(b)和图14(d)所示。图14(b)中仅能观测到一个位于15.02 m的能量峰，可见此时两个目标过于接近，系统无法分辨。而在增大了子载波调频斜率后，图14(d)中可清晰分辨出位于14.97 m和15.03 m的两个目标。这表明，通过使用频谱折叠，该系统的分辨率可以超过理论限制。需要说明的是，系统分辨率的提升是以最大不模糊距离的下降为代价的，在实际应用中，需要根据分辨率需求调整目标探测的载波调频斜率，或者通过“粗测+精测”相结合的方式：即首先采用低斜率进行相对大范围的目标探测，获得大致距离后，调整参考信号的延时和目标探测斜率，获得目标的高分辨一维距离像。

#### 4.4 多载波通信

为验证该系统实现多载波通信的可行性，本节进行了十载波的背靠背通信实验。光子收发机产生Ku频段的十载波SDM-FSK-LFM信号，功率衰减系数为0.8，信号带宽为1.536 GHz，FSK调制间隔和阶数分别为2 MHz和768，起始频率集合为0, 2, ..., 1534 MHz，脉冲重复频率为1 MHz。因此，系统的通信速率约为95.86 Mbps。将产生的信号下变频至中频0.3 GHz，由示波器以6.25 GSa/s进行采样，并在数字域通过SIC对各个子载波的通信符号进行解调。下变频采集得到的中频信号的功率为-14.42 dBm，为了获得系统在不同信噪比下的通信性能，我们在数字域对采集到的信号添加不同功率的高斯噪声，以等效-20~15 dB的信噪比条件。通过30次20000符号的背靠背通信实验，计算各子载波的平均误码率，得到不同SNR下的BER曲线如图15(a)所示。与图6(a)中的仿真曲线一致，实验结果中，子载波的误码性能随子载波功率下降而下降。但与仿真结果相比，实验得到的误码性能存在

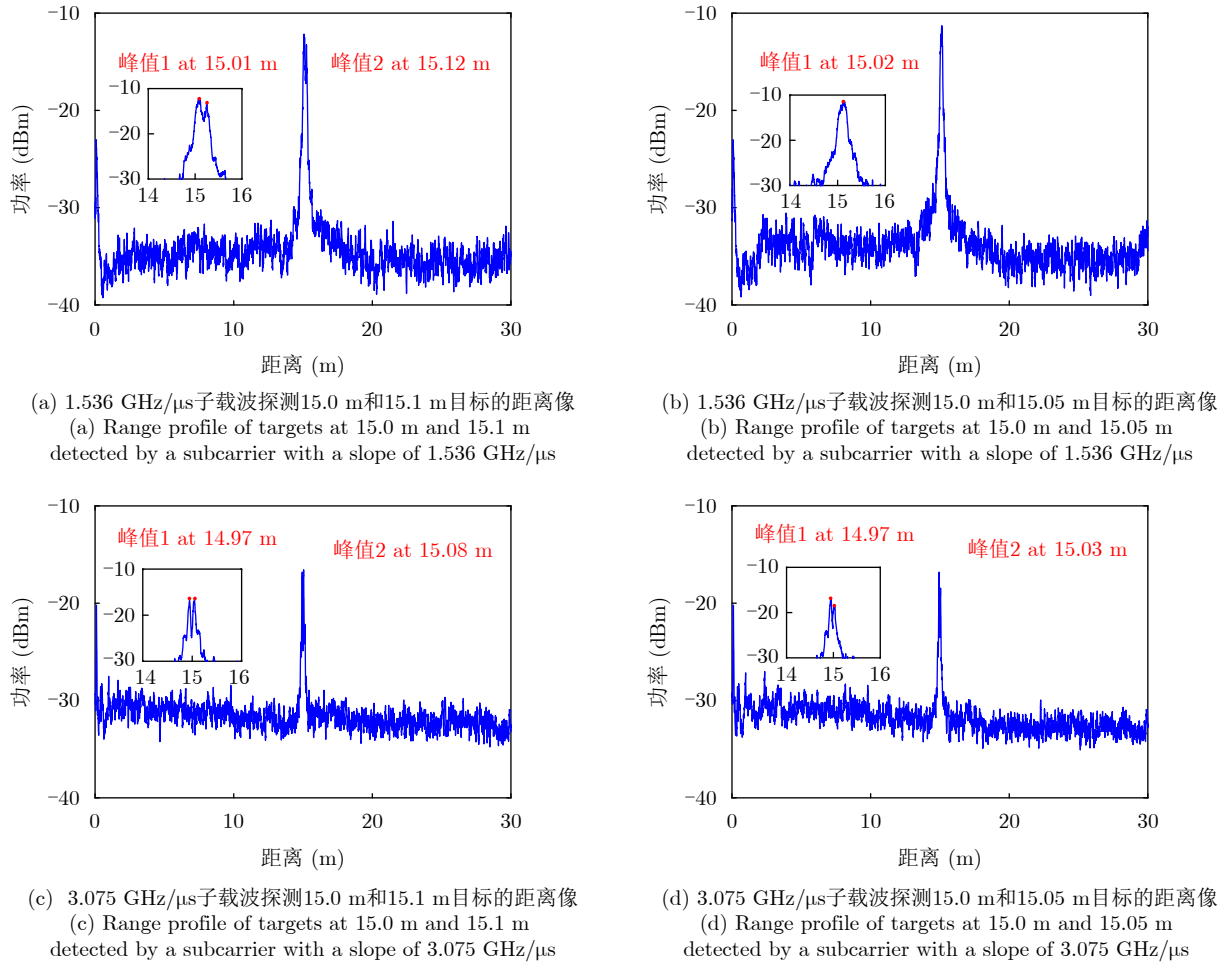


图14 目标探测实验结果

Fig. 14 Demonstration of target detection

一定程度的恶化。具体来看,图15(a)中,功率最大的子载波10,在信噪比 $-14$  dB下的误码率为 $10^{-3}$ 左右,而在图6(a)中,功率最大的子载波16,在相同信噪比下误码率接近 $10^{-4}$ 左右,恶化了超过一个数量级。这是因为实验产生的LFM信号的线性度并非理想,且存在一定的相位噪声,导致去斜SSR会弱于理想情况,并影响通信解调性能。在实验条件下,10个子载波中的7个子载波在信号整体SNR低于0 dB时,BER保持在 $10^{-4}$ 以下,这足以体现该系统良好的抗噪性能。为了验证系统的多普勒鲁棒性,我们在数字域对接收到的中频信号与中频载波之间引入不同的频偏,来等效不同 $0\sim 1000$  kHz多普勒频移带来的影响。在信号整体SNR为0 dB的条件下,通过30次实验获得了不同多普勒频移下各个子载波的BER曲线如图15(b)所示。同样,与图6(b)中的仿真曲线一致,子载波的多普勒容忍能力随子载波的功率下降而下降。实验曲线中,功率最大的子载波10在700 kHz的多普勒频移下BER会恶化到 $10^{-4}$ 左右,而仿真曲线中功率最大的子载波

在BER不高于 $10^{-4}$ 的约束下最大容忍多普勒频移约720 kHz。可见,相位噪声与非理想线性度一定程度影响了系统的多普勒容忍性能,但该影响并不大。10个载波中5个子载波在多普勒频移低于200 kHz时BER可保持 $10^{-5}$ 以下。实验结果表明,该系统在强多普勒频移下仍然具有较好的鲁棒性,在实际应用中无需采用复杂算法实现精确的频偏估计和补偿,仅需粗略补偿地将多普勒频偏控制在100 kHz的量级,即可获得较好的通信性能,这将大大提升高动态ISAC平台的可靠性。

SIC是本方案中消除不同斜率子载波之间干扰、提升通信解调性能的关键步骤,但在实际应用中,信号产生部分引入的失真,以及多普勒频移等都有可能对各子载波不能完全被消除,从而导致通信性能下降。下面对背靠背通信实验中SIC的性能进行研究分析。为了直观反映SIC的效果,首先选取了某一通信符号中,经过SIC后子载波10的去斜频谱进行展示。图16(a)中为子载波10在理想条件(蓝)、无多普勒频移的实验条件(红)以及存在100 kHz多

普勒频移的实验条件下(绿)得到的去斜频谱。从蓝色曲线可见，理想情况下，SDM-FSK-LFM信号中其他子载波可以完全被消除，子载波10可以得到非常纯净的去斜信号。但由于信号产生和传输过程中各类噪声的存在，红色曲线中明显可见，子载波10的去斜频谱噪底有了明显的抬升，其去斜SSR达到35 dB左右，明显优于第1级子载波去斜的结果(可见图13中，17 dB左右)，这表明在无多普勒频移下，SIC依然有明显的效果。绿色曲线中，100 kHz多普勒频移导致去斜SSR锐减至14 dB左右，可见

多普勒频移对于SIC性能存在较为明显的影响。为此，我们统计了不同多普勒频移下的SIC的消除深度，得到曲线如图16(b)所示。可见，SIC的消除深度整体随多普勒频移的增长而下降，在无多普勒频移时，消除深度可达50 dB左右，当多普勒频移存在时，起初急剧下降，随后下降趋势减缓。大约在多普勒频移为300 kHz时，消除深度下降到0 dB以下，说明SIC完全失效。为更直观地反映SIC效果，图16(c)展示了采用SIC后各子载波去斜SSR的平均提升随多普勒频移变化情况。该曲线与图16(b)趋

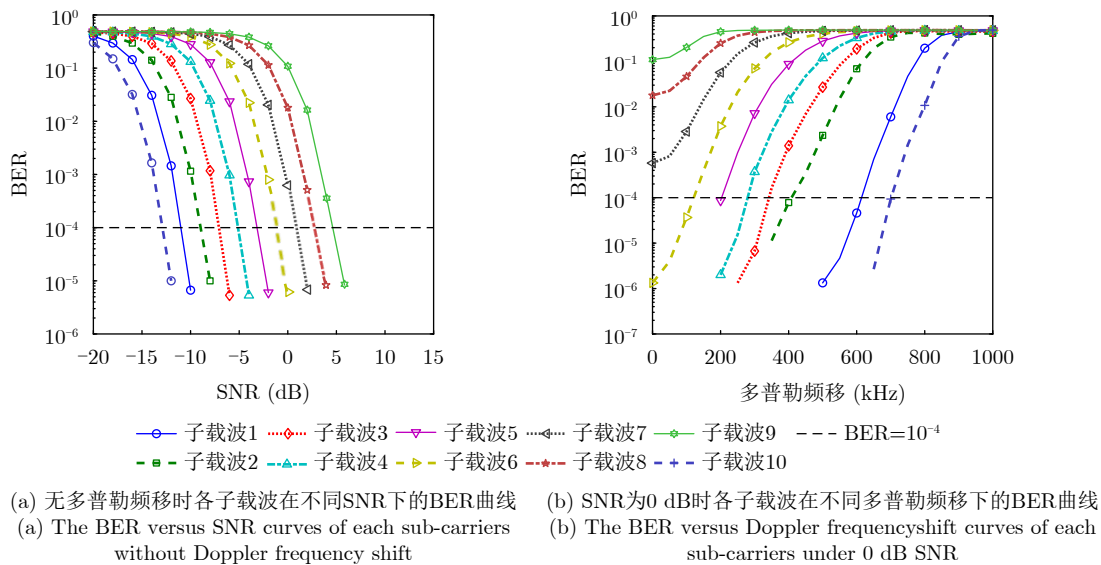


图 15 背靠背通信实验结果

Fig. 15 Experimental results of the back-to-back communication

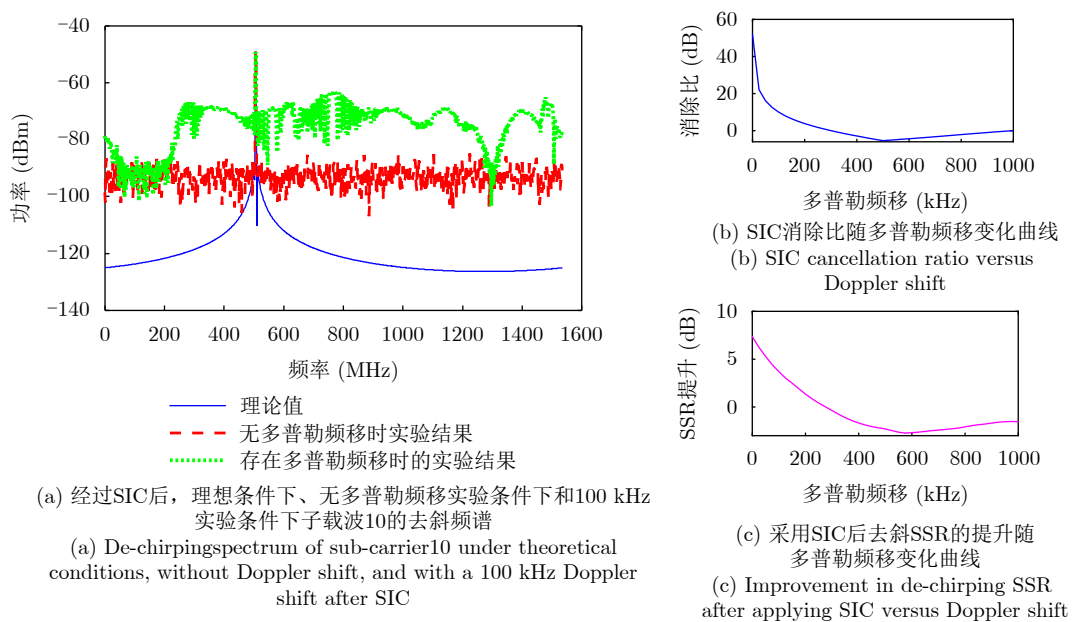


图 16 SIC性能分析

Fig. 16 SIC performance analysis

势完全一致,无多普勒频移时,去斜SSR平均可提升7 dB左右,当多普勒频移大于300 kHz时,SIC已完全无法带来提升,甚至引入更多的干扰。综合上述分析,在多普勒频移小于300 kHz时,多载波解调时的SIC算法是有效的,当多普勒频移更大时,SIC失去其效果,从图15(b)的BER性能来看,仍有4个子载波在多普勒频移大于300 kHz时,BER在 $10^{-4}$ 以下,这反映SDM-FSK-LFM信号本身对于多普勒频移的鲁棒性。

## 5 结语

提出一种基于多斜率复用的光子辅助多普勒鲁棒ISAC系统,并进行了理论分析与数值验证。设计了SDM-FSK-LFM波形,在保持CSS调制扩频增益和多普勒鲁棒性的基础上,通过多斜率复用实现通信速率的倍增。设计了光子辅助通感一体收发机,利用光频梳与光滤波实现信号上变频和回波去斜处理。实验验证了Ku频段1.536 GHz带宽的十载波SDM-FSK-LFM信号的产生与处理,通过子载波功率分配将回波去斜SSR优化了6 dB。在目标探测方面,实现了分辨率为0.05 m的测距。在通信方面,验证了十载波、速率为95.86 Mbps的背靠背通信,在无多普勒频移的情况下,7个子载波在信噪比低于0 dB时,BER保持在 $10^{-4}$ 以下,在存在多普勒频移时,5个子载波在多普勒频移低于200 kHz时BER可保持 $10^{-5}$ 以下。本研究提出的通感一体系统能够提供抗噪性能强、多普勒鲁棒性好的多载波扩频通信,以及高分辨目标探测,有望在以LEO卫星为代表的高动态平台中得到应用。

**利益冲突** 所有作者均声明不存在利益冲突

**Conflict of Interests** The authors declare that there is no conflict of interests

## 参 考 文 献

- [1] WYMEERSCH H, SECO-GRANADOS G, DESTINO G, et al. 5G mmWave positioning for vehicular networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2017, 24(6): 80–86. doi: [10.1109/MWC.2017.1600374](https://doi.org/10.1109/MWC.2017.1600374).
- [2] TAN Bo, CHEN Qingchao, CHETTY K, et al. Exploiting WiFi channel state information for residential healthcare informatics[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2018, 56(5): 130–137. doi: [10.1109/MCOM.2018.1700064](https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1700064).
- [3] SAAD W, BENNIS M, and CHEN Mingzhe. A vision of 6G wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems[J]. *IEEE Network*, 2020, 34(3): 134–142. doi: [10.1109/MNET.001.1900287](https://doi.org/10.1109/MNET.001.1900287).
- [4] LIU Fan, MASOUIROS C, PETROPULU A P, et al. Joint radar and communication design: Applications, state-of-the-art, and the road ahead[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(6): 3834–3862. doi: [10.1109/TCOMM.2020.2973976](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.2973976).
- [5] LIU Fan, CUI Yuanhao, MASOUIROS C, et al. Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1728–1767. doi: [10.1109/JSAC.2022.3156632](https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3156632).
- [6] MRÓZ P, OTAROLA A, PRINCE T A, et al. Impact of the SpaceX Starlink satellites on the Zwicky transient facility survey observations[J]. *The Astrophysical Journal Letters*, 2022, 924(2): L30. doi: [10.3847/2041-8213/ac470a](https://doi.org/10.3847/2041-8213/ac470a).
- [7] YIN Longfei, LIU Ziang, SHANKAR M R B, et al. Integrated sensing and communications enabled low Earth orbit satellite systems[J]. *IEEE Network*, 2024, 38(6): 252–258. doi: [10.1109/MNET.2024.3371172](https://doi.org/10.1109/MNET.2024.3371172).
- [8] 王佳奇, 池嘉诚, 贺绍飞, 等. 巨型低轨星座发展现状及启示[J]. *中国航天*, 2024(6): 39–45. doi: [10.3969/j.issn.1002-7742.2024.06.006](https://doi.org/10.3969/j.issn.1002-7742.2024.06.006).
- [9] WANG Jiaqi, SHEN Jiacheng, HE Shaofei, et al. Development status and implications of giant low earth orbit constellations[J]. *Aerospace China*, 2024(6): 39–45. doi: [10.3969/j.issn.1002-7742.2024.06.006](https://doi.org/10.3969/j.issn.1002-7742.2024.06.006).
- [10] 李轩, 周逸潇, 赵尚弘, 等. 基于线性调频的雷达通信一体化波形研究进展[J]. *激光与光电子学进展*, 2023, 60(5): 0500003. doi: [10.3788/LOP213152](https://doi.org/10.3788/LOP213152).
- [11] LI Xuan, ZHOU Yixiao, ZHAO Shanghong, et al. Research progress of integrated radar-communication waveform based on linear frequency modulation[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2023, 60(5): 0500003. doi: [10.3788/LOP213152](https://doi.org/10.3788/LOP213152).
- [12] PAN Shilong and ZHANG Yamei. Microwave photonic radars[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(19): 5450–5484. doi: [10.1109/JLT.2020.2993166](https://doi.org/10.1109/JLT.2020.2993166).
- [13] WANG Yanyi, DING Junjie, WANG Mingxu, et al. W-band simultaneous vector signal generation and radar detection based on photonic frequency quadrupling[J]. *Optics Letters*, 2022, 47(3): 537–540. doi: [10.1364/OL.447876](https://doi.org/10.1364/OL.447876).
- [14] WANG Yanyi, LIU Jiaxuan, DING Junjie, et al. Joint communication and radar sensing functions system based on photonics at the W-band[J]. *Optics Express*, 2022, 30(8): 13404–13415. doi: [10.1364/OE.449153](https://doi.org/10.1364/OE.449153).
- [15] Jia Shi, WANG Shiwei, LIU Kexin, et al. A unified system with integrated generation of high-speed communication and high-resolution sensing signals based on THz photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4549–4556. doi: [10.1109/JLT.2018.2863684](https://doi.org/10.1109/JLT.2018.2863684).

- [14] WANG Yanyi, LI Weiping, DING Junjie, *et al.* Integrated high-resolution radar and long-distance communication based-on photonic in terahertz band[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(9): 2731–2738. doi: [10.1109/JLT.2022.3143849](https://doi.org/10.1109/JLT.2022.3143849).
- [15] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* Signaling strategies for dual-function radar communications: An overview[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2016, 31(10): 36–45. doi: [10.1109/MAES.2016.150225](https://doi.org/10.1109/MAES.2016.150225).
- [16] XUE Zhujun, LI Shangyuan, LI Jiading, *et al.* OFDM radar and communication joint system using opto-electronic oscillator with phase noise degradation analysis and mitigation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(13): 4101–4109. doi: [10.1109/JLT.2022.3156573](https://doi.org/10.1109/JLT.2022.3156573).
- [17] LIU Yunkun, DENG Anyi, HUA Shiyu, *et al.* Photonic ADC-based scheme for joint wireless communication and radar by adopting a broadband OFDM shared signal[J]. *Optics Letters*, 2022, 47(20): 5421–5424. doi: [10.1364/OL.473975](https://doi.org/10.1364/OL.473975).
- [18] LIU Fengwei, LI Peixuan, ZHONG Ningyuan, *et al.* Millimeter-wave over fiber integrated sensing and communication system using self-coherent OFDM[J]. *Optics Express*, 2024, 32(9): 15493–15506. doi: [10.1364/OE.513686](https://doi.org/10.1364/OE.513686).
- [19] YAN Hengxin, LI Xinying, PAN Xiaolong, *et al.* W-band photonic-aided mm-wave ISAC system enabled by a shared OFDM signal waveform and a two-stage carrier frequency recovery algorithm[J]. *Optics Letters*, 2024, 49(18): 5280–5283. doi: [10.1364/OL.537847](https://doi.org/10.1364/OL.537847).
- [20] NIE Haijiang, ZHANG Fangzheng, YANG Yue, *et al.* Photonics-based integrated communication and radar system[C]. 2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics, Ottawa, Canada, 2019: 1–4. doi: [10.1109/MWP.2019.8892218](https://doi.org/10.1109/MWP.2019.8892218).
- [21] WANG Shi, LIANG Dingding, and CHEN Yang. Photonics-assisted joint communication-radar system based on a QPSK-sliced linearly frequency-modulated signal[J]. *Applied Optics*, 2022, 61(16): 4752–4760. doi: [10.1364/AO.456287](https://doi.org/10.1364/AO.456287).
- [22] LEI Mingzheng, HUA Bingchang, CAI Yuancheng, *et al.* Photonics-aided integrated sensing and communications in mmW bands based on a DC-offset QPSK-encoded LFM CW[J]. *Optics Express*, 2022, 30(24): 43088–43103. doi: [10.1364/OE.474055](https://doi.org/10.1364/OE.474055).
- [23] LYU Zhidong, ZHANG Lu, ZHANG Hongqi, *et al.* Radar-centric photonic terahertz integrated sensing and communication system based on LFM-PSK waveform[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(11): 5019–5027. doi: [10.1109/TMTT.2023.3267546](https://doi.org/10.1109/TMTT.2023.3267546).
- [24] Lyu Zhidong, ZHANG Lu, ZHANG Hongqi, *et al.* Multi-channel photonic THz-ISAC system based on integrated LFM-QAM waveform[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2024, 42(11): 3981–3988. doi: [10.1109/JLT.2024.3392282](https://doi.org/10.1109/JLT.2024.3392282).
- [25] BAI Wenlin, LI Peixuan, ZOU Xihua, *et al.* Millimeter-wave joint radar and communication system based on photonic frequency-multiplying constant envelope LFM-OFDM[J]. *Optics Express*, 2022, 30(15): 26407–26425. doi: [10.1364/OE.461508](https://doi.org/10.1364/OE.461508).
- [26] ROUZEGAR H and GHANBARISABAGH M. Estimation of Doppler curve for LEO satellites[J]. *Wireless Personal Communications*, 2019, 108(4): 2195–2212. doi: [10.1007/s11277-019-06517-5](https://doi.org/10.1007/s11277-019-06517-5).
- [27] 段相龙, 刘留, 苏昭阳, 等. 基于补偿和预测的低轨卫星频率同步方法[J]. 天地一体化信息网络, 2025, 6(2): 76–86. doi: [10.11959/j.issn.1000-0801.2025020](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-0801.2025020).
- DUAN Xianglong, LIU Liu, SU Zhaoyang, *et al.* Frequency tracking and synchronization strategy for low earth orbit satellites based on compensation and prediction[J]. *Space-Integrated-Ground Information Networks*, 2025, 6(2): 76–86. doi: [10.11959/j.issn.1000-0801.2025020](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-0801.2025020).
- [28] 林玉洁, 杨若琳, 杨凯. 低轨卫星高动态多普勒频移补偿方法[J]. 信号处理, 2025, 41(8): 1413–1423. doi: [10.12466/xhcl.2025.08.010](https://doi.org/10.12466/xhcl.2025.08.010).
- LIN Yujie, YANG Ruolin, and YANG Kai. Doppler shift compensation methods for high-dynamic low-earth-orbit satellites[J]. *Journal of Signal Processing*, 2025, 41(8): 1413–1423. doi: [10.12466/xhcl.2025.08.010](https://doi.org/10.12466/xhcl.2025.08.010).
- [29] WU Tingwei, QU Dexin, and ZHANG Gengxin. Research on LoRa adaptability in the LEO satellites Internet of Things[C]. 2019 15th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference, Tangier, Morocco, 2019: 131–135. doi: [10.1109/IWCMC.2019.8766462](https://doi.org/10.1109/IWCMC.2019.8766462).
- [30] ROY A, NEMADE H B, and BHATTACHARJEE R. Symmetry chirp modulation waveform design for LEO satellite IoT communication[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(10): 1836–1839. doi: [10.1109/LCOMM.2019.2933211](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2019.2933211).
- [31] FERRÉ G and BEN TEMIM M A. A dual waveform differential chirp spread spectrum transceiver for LEO satellite communications[C]. ICC 2021 - IEEE International Conference on Communications, Montreal, Canada, 2021: 1–6. doi: [10.1109/ICC42927.2021.9500934](https://doi.org/10.1109/ICC42927.2021.9500934).
- [32] ZHOU Yixiao, LI Xuan, ZHAO Shanghong, *et al.* Photonic-aided Doppler-robust ISAC system based on index modulation and chirp multiplexing[J]. *Optics Express*, 2025, 33(17): 35059–35081. doi: [10.1364/OE.564416](https://doi.org/10.1364/OE.564416).
- [33] 中华人民共和国工业和信息化部. YD/T 2473-2013 卫星通信地球站设备 高功率放大器技术要求[S]. 北京: 人民邮电出版

社, 2013: 6-7.  
Ministry of Industry and Information Technology of the  
People's Republic of China. YD/T 2473-2013 high power

amplifier for satellite communication earth station  
equipment technical requirement[S]. Beijing: Posts &  
Telecom Press, 2013: 6-7.

### 作者简介

周逸潇, 博士生, 主要研究方向为微波光子信号产生与处理。

朱子行, 副教授, 主要研究方向为微波光子自干扰消除。

李 轩, 讲师, 主要研究方向为微波光子雷达。

王 翔, 副教授, 主要研究方向为空间光通信与网络。

王国栋, 讲师, 主要研究方向为微波光子频率测量。

李勇军, 教授, 主要研究方向为空间光通信与网络。

王瑞琼, 讲师, 主要研究方向为微波光子信号参数测量。

赵尚弘, 教授, 主要研究方向为空间光通信与网络。

孟晴晴, 博士, 主要研究方向为光子信号参数测量。

(责任编辑: 于青)