

面向远距离高速无人机检测的OFDM通信感知一体化参考信号设计

唐爱民^{*①} 王书涵^① 曲文泽^②

^①(上海交通大学 上海 200240)

^②(联发科技股份有限公司 北京 100015)

摘要: 随着低空经济的兴起,无人机的通信和检测问题受到了广泛的关注。该文研究了OFDM通信感知一体化中的感知参考信号设计,用于远距离高速无人机的检测。为了实现无人机在远距离和高速度情况下的不模糊检测,传统的参考信号设计需要较密的感知参考信号布置,从而带来较大的资源开销。此外,基于OFDM波形的远距离检测,还面临码间串扰的挑战。首先,针对远距离检测的问题,该文设计了支持远距离检测且抗码间串扰的感知参考信号模式,可以在较少资源开销下达到系统的最大不模糊检测距离。然后,基于前述参考信号的排布模式,针对高速度检测的问题,该文在基于中国剩余定理消除模糊方法的基础上,引入距离变化率。通过合理的参考信号配置与幽灵目标消除算法,可以在较小的资源开销下,大幅增加不模糊检测速度,且有效避免幽灵目标的产生。上述方法的有效性最后通过仿真进行了验证。仿真结果表明,针对远距离高速目标的检测,相比于传统方法,该文所提的方法可降低72%的参考信号开销。

关键词: 通信感知一体化; 参考信号设计; 无人机; 雷达感知; 正交频分复用

中图分类号:

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2025)x-0001-12

DOI: 10.12000/JR24240

引用格式: 唐爱民, 王书涵, 曲文泽. 面向远距离高速无人机检测的OFDM通信感知一体化参考信号设计[J]. 雷达学报(中英文), 待出版. doi: 10.12000/JR24240.

Reference format: TANG Aimin, WANG Shuhan, and QU WENZE. Reference signal design in OFDM ISAC for long-range and high-speed UAV detection[J]. *Journal of Radars*, in press. doi: 10.12000/JR24240.

Reference Signal Design in OFDM ISAC for Long-Range and High-Speed UAV Detection

TANG Aimin^{*①} WANG Shuhan^① QU WENZE^②

^①(Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

^②(MediaTek Inc., Beijing 100015, China)

Abstract: With the emergence of the low-altitude economy, the communication and detection issues of unmanned aerial vehicles (UAVs) have gained considerable attention. This paper investigates sensing reference signal design for integrated sensing and communication (ISAC) in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems aimed at detecting long-range, high-speed UAVs. To address the ambiguity problem in long-range and high-speed UAV detection, traditional reference signal designs require densely arranged reference signals, leading to significant resource overhead. In addition, long-range detection based on OFDM waveforms faces challenges from inter-symbol interference (ISI). To address these issues, this paper first proposes a reference signal pattern that supports long-range detection and resists ISI, achieving the maximum unambiguous detection range of the system with reduced resource overhead. Then, to address the challenge of high-speed detection, the paper incorporates range-rate into the Chinese Remainder Theorem-based method.

收稿日期: 2024-12-03; 改回日期: ; 网络出版: 2025-xx-xx

*通信作者: 唐爱民 tangaiming@sjtu.edu.cn *Corresponding Author: TANG Aimin, tangaiming@sjtu.edu.cn

责任编辑: 杨杰 Corresponding Editor: YANG Jie

©The Author(s) 2025. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License
(https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

Through the proper configuration of sensing reference signals and the cancellation of ghost targets, this approach significantly increases the unambiguous detection velocity while minimizing resource usage and avoiding the generation of ghost targets. The effectiveness of the proposed methods is validated through simulations. Simulation results show that compared with the traditional sensing reference signal design, our proposed scheme can reduce 72% overhead of reference signals for long-range and high-speed UAV detections.

Key words: Integrated sensing and communications; Reference signal design; Unmanned Aerial Vehicle (UAV); Radar sensing; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

1 引言

近年来,低空经济的发展受到了社会各界广泛的关注^[1]。在低空经济中,无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)因其成本低、灵活性强、操作简便等特点,成为低空经济应用中最重要技术工具之一^[2]。随着低空空域管理政策的逐步完善和无人机技术的不断进步,未来无人机将在低空经济中发挥更为广泛和重要的作用,成为推动社会和经济发展的引擎^[3]。

利用无人机实现各种低空经济的应用,离不开通信技术支持。无人机需要通过无线通信与地面基站以及无人机之间进行通信数据的交互。此外,无人机本身也可以用来增强通信网络的连通能力。例如,无人机得益于其与地面设备的视距(Line-of-Sight, LoS)通信能力,可以作为无线网络在空域的临时基站或中继^[4]。与此同时,大量无人机在空中进行单独或编队飞行,如何保证无人机之间的安全飞行(如碰撞检测)和路径规划也很重要。在一些特定的应用中,还需要对一些非法入侵的无人机进行准确的检测和追踪,例如在机场对黑飞无人机的入侵检测。因此,无人机之间支持雷达感知、以及地面基站支持对无人机的准确检测就变得非常重要。由此可知,无人机的应用同时需要无线通信功能和无线感知功能^[5]。

由于无线通信和无线感知具有相似的系统架构,同时频谱资源也越来越稀缺,因此将无线通信和无线感知集成在同一个系统中,即通信感知一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC),被视为B5G/6G网络的关键技术之一,近年来受到了来自学术界和工业界的热切关注^[6]。通信感知一体化可以实现软硬件设备和频谱资源的复用,具备提升频谱效率和能量效率、降低设备体积与成本等多方面的优势。目前,通信感知一体化已经被国际电信联盟列为6G网络的重要应用场景之一^[7]。无人机使能的通信感知一体化能够使无人机成为重要的空中节点,辅助地面的感知和通信需求,近年来也有较多的研究对此展开了讨论^[8-10]。为了实现通信感知一体化,一体化的波形设计是需要解决的重要

问题。正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)波形作为从4G通信系统开始的主流波形,可以支持很高的频谱效率。由于支持高速通信是6G网络最基础的能力,因此基于OFDM波形实现通信感知一体化受到了大家的广泛关注,是通感一体化的主流候选波形。基于OFDM通信系统,基于参考信号/导频(Reference Signal, RS)来实现无线感知是一种直接且高效的实现方法,可以保持与现有OFDM体系最大的兼容性^[11-15]。此外,基于参考信号的OFDM ISAC,无线感知的实现利用了序列的已知性,相比于用随机生成的数据做感知,该方法具有低复杂性、高实时性的特点。对于单站感知而言,基于参考信号的感知方法可以降低自干扰消除的挑战,对于双站感知而言,可以利用公开的参考信号直接进行感知检测,因此基于参考信号的通感一体化对于单站感知和双站感知都有所利好。文献^[11,12]分析了在4G系统中,利用通信的参考信号实现雷达感知的性能,而文献^[13]则针对5G系统利用通信参考信号实现感知的模糊函数限制进行了分析。在文献^[14]中,其探索了利用5G系统已有的定位参考信号来实现无线感知的能力。在文献^[15]中,其考虑了参考信号的设计对于通信信道估计和感知两方面的能力,对参考信号的设计和功率优化进行了联合优化。然而,上述研究都未充分考虑无人机检测所面临的特殊挑战对通感一体化系统参考信号设计所带来的影响。

在空域中运行的无人机同时具有检测距离远、飞行速度快两方面的特点。基于低空经济对于空域的使用范围,无人机的飞行高度可以达到1000 m,速度可以达到160 km/h。这对OFDM ISAC的参考信号设计带来了很大的挑战。基于OFDM参考信号实现无线感知,最常用的感知算法是基于周期图的感知,即通过二维快速傅里叶变换(2-Dimension Fast Fourier Transform, 2D FFT)即可进行目标的检测,并估计目标的速度和距离^[16]。为了降低旁瓣在多目标感知中的影响,参考信号需要在感知检测相干处理间隔(Coherent Processing Interval, CPI)内进行周期性的均匀排布。而参考信号在载波

上的间隔决定了最大不模糊的检测距离，在时间上的间隔决定了最大不模糊速度。间隔越小，最大不模糊距离或速度越大，但是带来的感知资源开销就会增大。由于无人机检测对速度和距离的探测范围都非常大，因此采用常规的参考信号设计方法，感知所需要占用的参考信号数量巨大。此外，基于OFDM波形的距离感知，当目标较远时，回波信号的时延超出循环前缀(Cyclic Period, CP)的范围，从而产生码间串扰(Inter-Symbol Interference, ISI)，会进一步恶化感知的性能。综上可知，无人机远距离的检测需要同时解决码间串扰和不模糊距离的挑战，而无人机高速度的检测需要解决不模糊速度的挑战。

针对远距离检测的问题，为了对抗码间串扰，最直接的方法就是增加CP的长度，然而该方案会产生较大的CP开销。在文献[17]中，提出了码间串扰的OFDM符号可以进行相干叠加增加感知处理增益，而文献[18]分析了将其用于实现远距离目标的检测时补偿采样点的影响。然而，在实际系统中，由于目标距离未知，无法获得准确的补偿采样点数量。文献[19]提出了一种巧妙避免感知码间串扰的方法，其通过在一个OFDM符号内交替放置非零功率参考信号(Non-Zero-Power RS, NZP-RS)和零功率参考信号(Zero-Power RS, ZP-RS)，通过采样后半部分的波形进行感知，可以大幅提升无码间串扰的检测距离。然而该方法需要OFDM符号的所有载波都是参考信号，在实际应用中无法灵活配置，同时，该文献未探讨如何解决最大不模糊距离和速度问题。为了增大不模糊距离或是速度，目前有较多文献聚焦在改变传统雷达感知的波形设计来提升模糊性能[20,21]。此外，利用互质性实现模糊性的消除也是一种常见的方式[22-24]。其中文献[22]是基于OFDM ISAC，利用RS间隔为互质来消除模糊性，但是该方法对互质数的选择不灵活，且必须采用MUSIC算法处理，复杂度较高。文献[23,24]利用中国剩余定理(Chinese Remainder Theorem, CRT)[25]来消除模糊性，但其受到目标数量的限制。

为此，本论文针对远距离高速无人机的检测问题，提出了适用于OFDM ISAC的新型参考信号设计方法。首先，针对远距离检测问题，本文拓展了文献[19]中提出的参考信号设计方法，新设计的方法不仅可以有效提升抗码间串扰的检测范围，还可以进行灵活的配置，并支持最大不模糊检测距离达到系统所能支持的最大值。在保证RS设计具有远距离估计的前提下，进一步地，针对高速度检测问题，本文提出一种基于多周期的参考信号配置方

法，在现有基于中国剩余定理抗模糊的方法基础上，通过引入距离变化率，可在时间上低密度参考信号配置的基础上，实现目标的精准检测，并有效排除模糊目标或幽灵目标。针对上述设计，本文最后通过仿真进行了设计方案的有效性和优越性的验证。

2 系统模型

本文考虑基于OFDM波形的通信感知一体化系统，其中OFDM资源格既可以是参考信号也可以是通信数据。本文的系统模型考虑单站感知的情形，即感知接收机与发射机位于同一设备，如图1所示。基站向无人机发送OFDM通信信号，同时接收目标反射回波进行感知。本文假设上述通感一体化收发机为全双工节点[26]。为了支持全双工的自干扰消除，接收机需要与自干扰同步，即接收机采样与发射机信号发射同步。在本文中，假设自干扰消除已经完成。需要注意的是，本文设计的参考信号也可以运用到双站感知模型中。

在针对空间目标的无线感知中，感知参数往往包括目标的距离、速度和角度，其中目标的距离和速度是基于回波OFDM时频资源格上的信号变化进行检测和估计，角度依赖于不同天线收到的回波信号差别进行估计，两者具有一定的独立性。由于本论文考虑的重点是无人机距离和速度的检测，因此本文考虑一个简化的单输入单输出系统模型。若需要进一步考虑角度的估计，可以将本设计拓展到不同天线端口即可，如在发射端各天线端口采用统一的参考信号设计，配合相应的波束赋形预编码，即可将能量指向UAV的方向。

基于感知参考信号实现无线感知的通信感知一体化系统，基站发出的信号包括两部分，一部分用

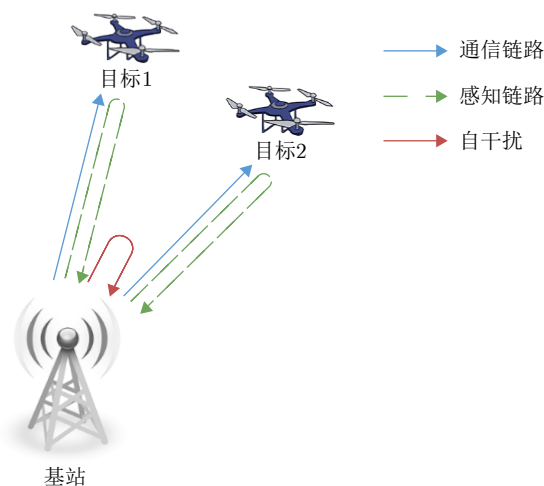


图1 系统模型示意图

Fig. 1 Illustration of the system model

于数据通信,一部分专门用于感知目标的检测,即感知参考信号。由于感知参考信号需要占用一部分时频资源,因此对于通信来说是额外开销,会降低通信的速率。本文在衡量感知参考信号对通信的影响时,采用经典的香农公式进行衡量,即

$$C = (1 - \rho) W \log_2(1 + \text{SNR}), \quad (1)$$

其中, ρ 为感知参考信号所占比例, W 为总带宽, SNR 为通信用户的信噪比。对于感知而言,感知参考信号所需资源量由感知回波信号的能量决定。具体而言,给定目标的距离为 R ,根据雷达公式,包含处理增益的目标的回波功率 P_r 为

$$P_r = P_G \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}, \quad (2)$$

其中, P_t 为发射功率, G_t 为发射天线增益, G_r 为接收天线增益, λ 为发射信号的波长, σ 为目标的反射横截面, P_G 为信号的处理增益。 P_G 的大小与参考信号的数目成正比。为了实现给定虚警目标下的检测概率,接收回波 P_r 必须达到一定的门限,即参考信号必须达到一定的比例,才能保证 P_r 达到给定的门限。然而,在OFDM通感一体化中,目标检测能量可达到检测门限并不是唯一要求,我们还需要对可检测到的目标在RD谱上的一个较大距离和速度范围内不模糊,因此需要在时间在载波上进行密度较高的参考信号布置,从而开销存在一个平台期。本文的主要设计目标是通过感知参考信号的排布设计,降低远距离高速度UAV不模糊检测下的参考信号开销。

3 面向距离问题的参考信号设计

3.1 针对码间串扰问题的信号设计

由于无人机检测的检测距离较大,用CP-OFDM波形会造成码间串扰(ISI),因而需要一种抗ISI的RS设计。在单站感知中,接收机在发射后开始无时延地对接收信号进行采样。在OFDM解调过程中,丢弃CP内的采样,利用OFDM符号中剩余的采样进行FFT得到频域符号。如图2所示,对于第 μ 个OFDM发送符号,在接收端所用的是红框内的样本。可以观察到,当目标距离收发器较远时,反射信号的延迟超过CP持续时间,反射信号受到

ISI的影响。具体来说,第 μ 个OFDM符号中的样本由传输的第 $(\mu - 1)$ 个和第 μ 个OFDM符号共同组成,在远距离感知场景下受到ISI的影响,进而降低感知的性能。

为了解决ISI的问题,文献[19]提出了一种同时利用非零功率参考信号(NZP-RS)和零功率参考信号(ZP-RS)交叉排布的参考信号设计方法,将NZP-RS和ZP-RS间隔地插入参考信号符号中。这样的RS设计,在时域会形成两个周期延拓的重复,因此时域上仅用一半的采样点就可以恢复完整符号。当取信号的后半部分进行感知时,允许目标回波时延超过CP加上一半数据持续时间,有效地扩大无ISI能够探测的目标距离。本文扩展了上述RS设计,使基站能够更灵活地利用OFDM的资源。在处理增益足够的情况下,不需要严格交叉间隔地摆放NZP-RS和ZP-RS,可以将部分NZP-RS由数据符号替换,可以支持更灵活的参考信号配置,降低参考信号带来的开销。

如果记在偶数子载波放置RS的形式为类型1,即 $X_e[n]$,在奇数子载波放置RS的形式为类型2,即 $X_o[n]$,分别可以用式(3)和式(4)表达其在频域的信号

$$X_e[n] = \begin{cases} X_p[n], & \text{if } n = q\delta_f \\ 0, & \text{if } n \text{ is odd} \\ X_d[n], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (q \in \mathbb{N}), \quad (3)$$

$$X_o[n] = \begin{cases} X_p[n], & \text{if } n = q\delta_f + 1 \\ 0, & \text{if } n \text{ is even} \\ X_d[n], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (q \in \mathbb{N}). \quad (4)$$

其中, $X_p[n]$ 为RS符号, $X_d[n]$ 为数据符号, δ_f 为RS的载波间隔,这里规定 δ_f 必须为大于等于2的偶数。图3和图4给出了类型1和类型2在 $\delta_f = 6$, $\delta_t = 7$ 情况下的RS摆放示例, δ_t 为RS在符号的间隔。为了保证包含RS的OFDM符号和其他符号功率一致,需要把ZP-RS处缺的功率补给RS,例如,在图3和图4的情况中,需要在RS处设置数据符号的4倍功率。

这样的RS设计具有特定的时域波形特点。考虑单个OFDM信号在 N_c 个子载波上的情况。假设类型1和类型2的时域信号分别为 $x_e[m]$ 和 $x_o[m]$,它们的时域特性可以从数学上进行如下推导。

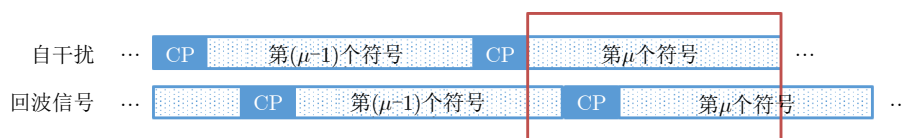


图2 接收OFDM符号的时间轴

Fig. 2 The timeline for received OFDM symbols

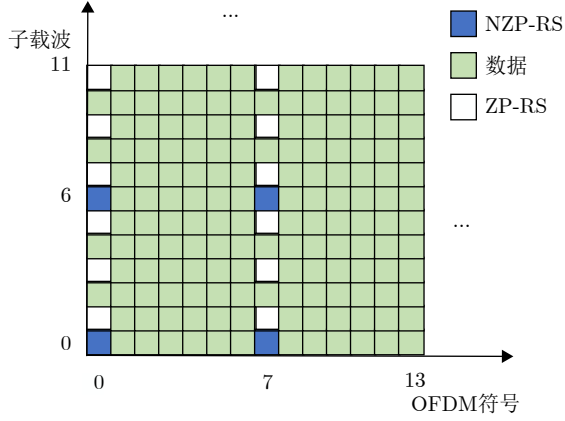


图 3 类型1的RS设计示意

Fig. 3 Illustration of RS design for Type 1

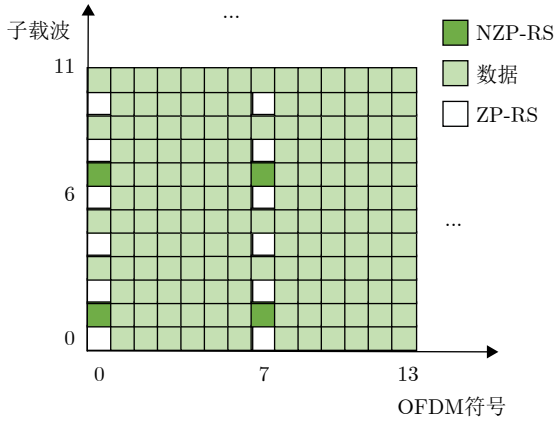


图 4 类型2的RS设计示意

Fig. 4 Illustration of RS design for Type 2

$$\begin{aligned}
 x_e[m] &= \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} X_e[n] e^{j \frac{2\pi n m}{N_c}} \\
 &= \frac{1}{N_c} \sum_{n'=0}^{N_c/2-1} X[n'] e^{j \frac{2\pi(2n')m}{N_c}} \\
 &= \frac{1}{2} x[m] g\left[\frac{m}{N_c/2}\right] + \frac{1}{2} x[m - N_c/2] \\
 &\quad \cdot g\left[\frac{m - N_c/2}{N_c/2}\right], \tag{5}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 x_o[m] &= \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} X_o[n] e^{j \frac{2\pi n m}{N_c}} \\
 &= \frac{1}{N_c} \sum_{n'=0}^{N_c/2-1} X[n'] e^{j \frac{2\pi(2n'+1)m}{N_c}} \\
 &= \frac{1}{2} e^{j \frac{2\pi m}{N_c}} \left(x[m] g\left[\frac{m}{N_c/2}\right] + x[m - N_c/2] \right. \\
 &\quad \left. \cdot g\left[\frac{m - N_c/2}{N_c/2}\right] \right) \\
 &= e^{j \frac{2\pi m}{N_c}} x_e[m]. \tag{6}
 \end{aligned}$$

其中, $m = 0, 1, \dots, N_c - 1$, $x[m]$ 表示通过 $N_c/2$ 点 IDFT 对 $\mathbf{X} = [X[0], X[1], \dots, X[N_c/2 - 1]]^T$ 进行时域采样的结果, \mathbf{X} 包含了 $N_c/2$ 点 RS 符号和数据符号, $g[m]$ 表示脉冲状函数。可以由式(5)和式(6)观察到, $x_e[m]$ 由 $x[m]$ 及其移位版本组成, $x_o[m]$ 在前者基础上进行了相位翻转。根据这样的波形特点, 任何连续的一半样本都携带调制符号的完整信息, 可以仅用一个数据周期内的后半样本恢复完整的频域符号。如果目标反射信号的延迟超过一个 CP, 但在一个 CP 加上一半的数据持续时间内, 则后半的样本是无 ISI 的, 因此可以用来恢复整个频率符号。由此, 抗 ISI 的目标反射信号的时延可以从一个 CP 长度延长到一个 CP 加上一半数据持续时间。在这样 RS 设计下的信号处理方法可以在文献[19]中找到详细的过程。

3.2 针对最大模糊距离不足问题的参考信号设计

虽然上述类型1/类型2的RS设计解决了ISI对时延超出CP范围的目标的探测问题, 但是远距离感知不仅受到ISI的影响, 还受到最大不模糊距离的限制。传统的RS设计, 尤其是散点状的RS设计, 最大不模糊距离受到参考信号排布密度的限制。如果在频率维度都均匀放置RS, 给定RS在子载波的间隔为 δ_f , 最大不模糊距离, 根据文献[16], 为

$$R_u = \frac{c}{2\Delta_f\delta_f}, \tag{7}$$

其中, c 为光速, Δ_f 为子载波间隔。只有减小RS的子载波间隔, 即增加RS的密度, 才能得到较大的最大不模糊距离; 而增加RS的密度又会导致通信的开销增加, 降低通信性能。

为了解决远距离感知的模糊问题, 本文对上述RS设计进一步进行改进。具体而言, 我们的设计采用在时间上交替地放置类型1和类型2的RS, 同时在放置的过程中沿着OFDM符号改变RS在子载波的初始索引。从数学上, 在第 n 个子载波、第 μ 个OFDM符号的频域信号可以表示为

$$X[n, \mu] = \begin{cases} X_p[n, \mu], & \text{if } \mu = p\delta_t, n = q\delta_f + p \\ 0, & \text{if } \mu = p\delta_t, n \equiv p \pmod{2} \\ X_d[n, \mu], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (p, q \in \mathbb{N}). \tag{8}$$

这里同样规定 δ_f 必须为大于等于2的偶数。图5给出了一个 $\delta_f = 6$, $\delta_t = 7$ 情况下的RS摆放示例。

这种RS设计使模糊函数中的主峰分布由传统RS设计下的矩形改为平行四边形。根据需求, 可以获得不同的可检测范围。其中, 如果希望最大不模糊距离最大, 则其对应的最大不模糊距离和最大不模

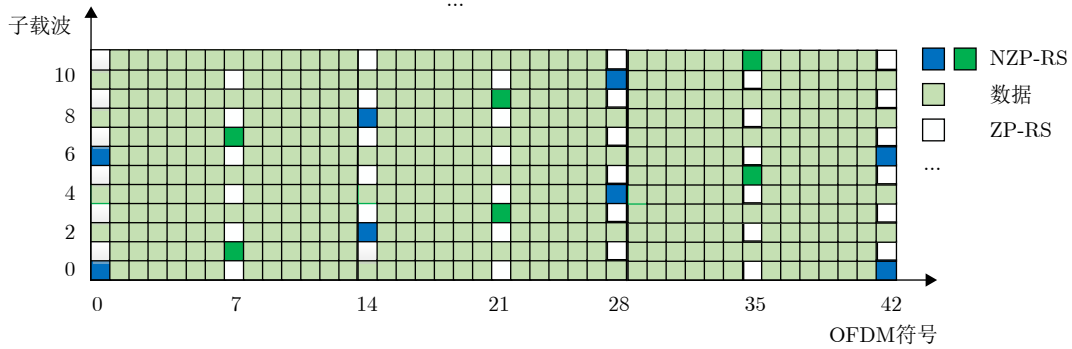


图5 面向距离模糊问题的RS设计示例

Fig. 5 Illustration of RS design resolving ambiguity problem in long distance sensing

糊速度分别可以表示为 $R_u = \frac{c}{2\Delta_f}$, $V_u = \frac{c}{4f_c T_o \delta_t \delta_f}$; 如果希望最大不模糊速度最大, 则其对应的最大不模糊距离和最大不模糊速度分别可以表示为 $R_u = \frac{c}{2\Delta_f \delta_f}$, $V_u = \frac{c}{4f_c T_o \delta_t}$ 。上述两种可检测范围的面积是相同的。

根据图5的RS配置, 给定子载波间隔 $\Delta_f = 120$ kHz, 载波频率 $f_c = 28$ GHz, 符号间隔 $T_o = 8.9$ μ s, 可以得到图6所示的模糊函数。从图中可以看到, 主峰较高呈图钉状, 旁瓣较低且符合固定规律。同时, 主峰斜着均匀排布, 这是因为摆放RS时随着符号数增加, RS有一个均匀的偏移量, 而且符合偶数子载波索引和奇数子载波索引间隔分布的特性, 从而主峰的位置相比没有偏移量的、没有奇偶间隔分布的RS设计有所偏移。如图7所示, 该设定下的不模糊检测范围可以根据需要选定, 图中蓝色边框表示了达到最大不模糊距离的可检测范围, 在这个范围内, 最大不模糊距离为1250 m, 最大不模糊速度为 ± 7.17 m/s。同样, 可以得到达到最大不模糊速度的可检测范围, 如绿框所示, 在这个范围内最大不模糊距离为208.3 m, 最大不模糊速度为 ± 43 m/s。

在第一种检测范围中, 最大不模糊检测距离达到了系统的最大不模糊检测距离。因此, 为了实现远距离检测的目标, 应该选用第一种检测范围。然而, 在第一种检测范围下, 最大不模糊速度很小, 这是因为最大不模糊速度同时受到载波间隔和符号间隔的影响, 且两者对最大不模糊速度计算的影响是等价的。因此, 达到相同的最大不模糊速度, 可以进行更灵活的载波间隔和符号间隔的配置。此外, 由模糊函数的峰值可知, 在最大不模糊距离检测范围内, 同一个速度对应唯一的距离。相邻的速度之间的差为 $V_d = \frac{c}{2f_c T_o \delta_t \delta_f}$ 。通过上述设计, 实际上实现了一个最大不模糊距离和最大不模糊速度

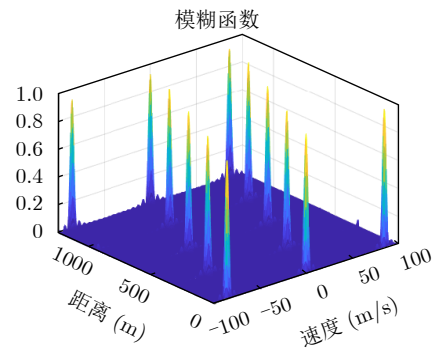


图6 模糊函数

Fig. 6 Ambiguity function

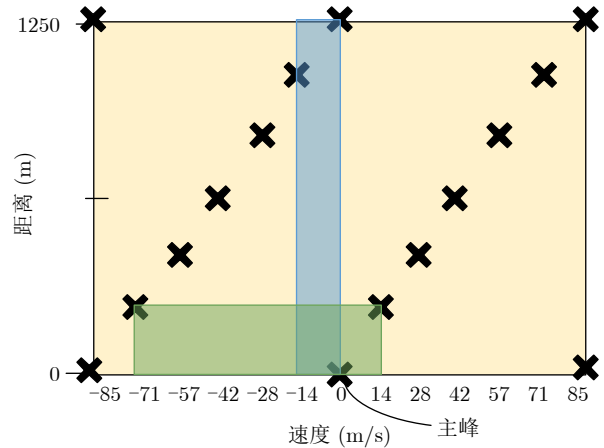


图7 RD谱和可检测范围

Fig. 7 RD map and detection range

之间的折中, 为了实现最大不模糊距离, 牺牲了最大不模糊速度的检测。而速度模糊的问题将来下一章节通过额外的方法来解决。

4 面向速度问题的参考信号设计

无人机的检测不仅带有远距离感知的特点, 还面临着高速感知的挑战。由于感知存在最大不模糊速度, 超过最大不模糊速度的目标无法被正确估计。第3节提出的参考信号设计, 通过类型1和类型

2的交替摆放,可以达到系统的最大不模糊检测距离。然而,其模糊速度仍然受到时间上类型1和类型2参考信号摆放密度的限制,即为了达到较大的不模糊速度检测,时间上参考信号摆放的开销较大。为了解决这个问题,我们在第3节设计的参考信号模式基础上,提出一种新的参考信号配置方法,实现低开销情况下模糊速度的分辨。即利用中国剩余定理的思想,允许在一个检测周期内存在速度模糊,但是通过多个周期不同的时间间隔配置和对应的信号处理方法,来消除速度模糊,从而实现正确的速度检测。具体而言,在每个CPI内使用不同的符号间距配置第3节提出的参考信号模式,使得每次处理的最大不模糊速度不同,利用多个CPI使速度估计突破单个CPI中的最大不模糊速度限制。本文提出的参考信号配置还进一步利用了距离和速度在用RD谱估计时的关联性,即,给定一个估计速度,可以准确地找到其对应的估计距离。基于此,本文会介绍利用中国剩余定理消除速度模糊的方法,进而提出引入距离变化率对于此模糊消除方法的改善。

4.1 基于中国剩余定理的速度模糊消除方法

通过同余定理可知,给定一个最大不模糊速度 V_u ,真实估计速度 V 和估计速度 V_a 符合如下的关系:

$$V \equiv V_a \pmod{V_u} \Leftrightarrow nV_u + V_a, n \in Z. \quad (9)$$

上述关系给出了真实速度的可能取值集合

$$S = \dots, -2V_u + V_a, -V_u + V_a, V_a, V_u + V_a, 2V_u + V_a, \dots, \quad (10)$$

即,真实速度可以通过估计速度加上整数倍的最大不模糊速度得到。因而,如果改变符号间距,最大不模糊速度也会改变,真实速度的可能取值集合会随之改变。由于速度在相邻的CPI内不会突变,假设目标的真实估计速度 V 为定值。通过在相邻的多个CPI使用不同的符号间距,可以获得多个真实速度的可能取值集,真实估计速度 V 一定在每一个集合中都出现。假设一共需要 L 个CPI,在第 l 个CPI,最大不模糊速度为 V_{ul} ,估计速度为 V_{al} ,真实估计速度 V 的可能取值集合为 S_l ,由之前的叙述可知, $V \in S_l, \forall l = 1, 2, \dots, L$ 。即,通过观测 L 个CPI,有一元线性同余方程组

$$\begin{cases} V \equiv V_{a1} \pmod{V_{u1}} \\ V \equiv V_{a2} \pmod{V_{u2}} \\ \vdots \\ V \equiv V_{aL} \pmod{V_{uL}} \end{cases} \quad (11)$$

根据中国剩余定理^[25],如果 $V_{ul}(l = 1, 2, \dots, L)$ 互

质,在模为 $V'_u = \prod_{l=1}^L V_{ul}$ 时,方程组有唯一解。这个解对应的就是目标的真实估计速度,可以对应唯一不模糊的估计距离。

上述基于中国剩余定理的RS设计虽然能够将最大不模糊距离扩大为 V'_u ,但是在实际操作中存在弊端。首先,由于最大不模糊速度 V_{ul} 取决于符号间距 δ_{ul} ,在数学上符合关系 $V_{ul} = c/(4f_c T_o \delta_{ul})$,最大不模糊速度并不是整数,也就无法互质。如果设置每个CPI内的符号间距为互质,令 $a = c/(4f_c T_o)$ 为当前系统能达到的最大不模糊速度,则最大不模糊速度可以表示为 $V_{ul} = a/\delta_{ul}$ 。根据中国剩余定理,方程组

$$\begin{cases} V = n_1 V_{u1} + V_{a1} \\ V = n_2 V_{u2} + V_{a2} \\ \vdots \\ V = n_L V_{uL} + V_{aL} \end{cases}, n_l \in Z, l = 1, 2, \dots, L, \quad (12)$$

在 $V \in [\min(V_{a1}, \dots, V_{aL}) - V''_u, \max(V_{a1}, \dots, V_{aL}) + V''_u]$, $V''_u = a \prod_{l=1}^L \delta_{ul}$ 内有唯一解。由于 V''_u 远大于 a ,上述唯一解的条件是合理的。

基于以上论述,如果环境中存在 N 各目标,则需要 $N + 1$ 种RS配置,对应 $N + 1$ 个CPI。例如,假设有两个目标需要检测,其速度分别为27 m/s和40 m/s。按照图8所示配置RS,在连续的3个CPI设置RS的符号间距分别为 $\delta_{t1} = 7$, $\delta_{t2} = 10$, $\delta_{t3} = 11$,这些间距互质,对应的最大不模糊速度分别为 $V_{u1} = 43$ m/s, $V_{u2} = 30$ m/s, $V_{u3} = 27$ m/s。基于中国剩余定理的多目标速度检测如图9所示。如果只考虑前两个CPI,虽然真实估计速度的两个模糊峰是吻合的,但是会在70 m/s处产生一个幽灵目标。这个幽灵目标需要依靠第3个CPI提供的第3种RS配置才能消除。这样的设计将RS的配置与目标数量关联,由于在检测前无法得知目标数量,就无法用一种鲁棒的方式完成RS的配置。另外,即使能够完成RS的配置,这样的设计在目标数量较大时需要较长的相干处理时间,对于高速目标的检测不完全适配。因而,将在下一段引入距离变化率,对基于中国剩余定理的RS设计进行改进,使得所需CPI由 $N + 1$ 变为2。

4.2 利用距离变化率的改进模糊消除方法

为实现对基于中国剩余定理的多目标模糊速度消除的改进,具体而言,为减少需要的CPI和对应的RS配置,引入一个新的变量用以检验是否存在幽灵目标。假设两个CPI在时间上的间隔为 Δt ,基

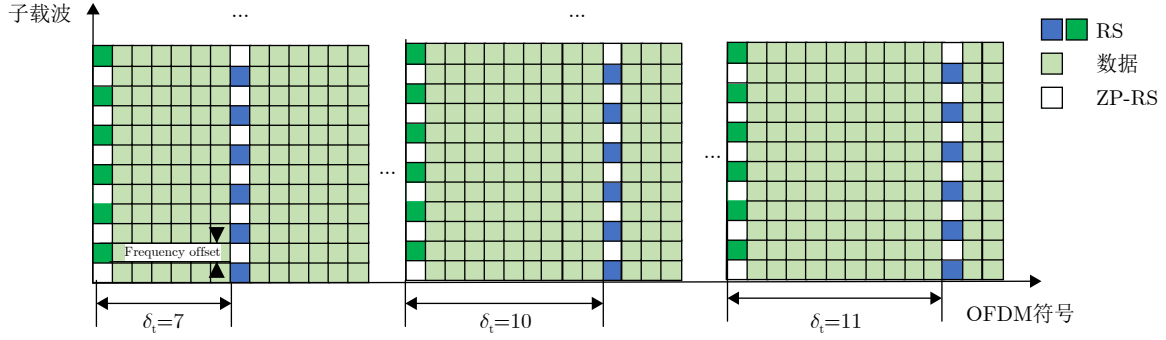


图8 基于中国剩余定理的RS设计示意

Fig. 8 Illustration of RS design based on CRT

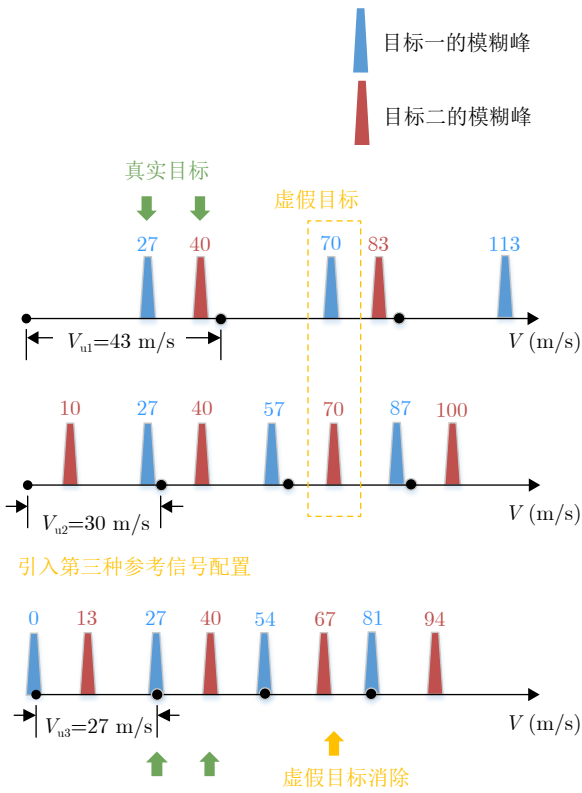


图9 基于中国剩余定理的多目标模糊速度消除示意

Fig. 9 Illustration of resolving velocity ambiguity in multi-target scenarios based on CRT

于中国剩余定理获得的目标速度为 V^k ，其在两个CPI的对应距离为 R_1^k, R_2^k ，新变量距离变化率定义为

$$\hat{V}^k = \frac{R_2^k - R_1^k}{\Delta t}. \quad (13)$$

由于距离变化率的物理意义即是速度，而速度不存在突变，如果假设在两个CPI内速度不变，则有 $\hat{V}^k = V^k$ 。因此，从数学上讲，对于任意目标，假设在第1个CPI其真实距离和真实速度分别为 R_1^i 和 V^i ，在第2个CPI的真实距离和真实速度分别为 R_2^i 和 V^i ，由于 $R_2^i = R_1^i + V^i \Delta t$ ，以下等式组成立。

$$\begin{cases} R_1^i = n_1^i R_u + R_{a1}^i \\ R_1^i + V^i \Delta t = n_2^i R_u + R_{a2}^i \\ V^i = n_3^i V_{u1} + V_{a1}^i \\ V^i = n_4^i V_{u2} + V_{a2}^i \end{cases} \quad (n_1^i, n_2^i, n_3^i, n_4^i \in \mathbb{Z}) \quad \forall i = 1, 2, \dots, I,$$

其中 R_u 为在两个CPI的最大不模糊距离， V_{u1} 和 V_{u2} 分别为在第1个CPI和第2个CPI的最大不模糊速度， R_{a1}^i 和 R_{a2}^i 分别为第 i 个目标在一个CPI和第二个CPI的观测距离， V_{a1}^i 和 V_{a2}^i 分别为第 i 个目标在第1个CPI和第2个CPI的观测速度。物理意义的引入给予速度确定一个新的维度，使基于中国剩余定理的多目标模糊速度消除突破了需要 $N+1$ 种RS配置的限制，仅在2个CPI内完成模糊速度消除。

在实际操作中，由于真实速度可能发生改变，距离变化率的计算可能有误差，本文使用了聚合方法确定不同CPI之间的不模糊速度。同时，由于两个CPI之间的间隔 Δt 较小，且两个CPI的距离估计存在由估计算法引起的量化误差，所以需要放宽对真实速度和距离变化率差距的限制，如果两者相差超过 $\min(V_{u1}, V_{u2}) \cdot \Delta t \geq R_{bin}$ ，其中 R_{bin} 表示距离估计的精度，这个条件是为了保证在速度超出了最大模糊速度时，两个CPI估计到的距离不落在估计算法的同一个格点里。本文提出的多目标检测方法的具体流程如算法1所示。

4.3 复杂度分析

在传统的基于参考信号的感知中，对时域采样进行FFT的操作需要 $O(N_c \log N_c)$ 的时间复杂度。如果采用对频域信号做2D FFT的感知方法，其时间复杂度为 $O(N_{fft} \log N_{fft} + M_{fft} \log M_{fft})$ ，其中 N_{fft} 为沿着子载波做的FFT点数， M_{fft} 为沿着OFDM符号做的FFT点数。

使用本文提出的RS设计与其对应的信号处理

方法，对比传统方法的复杂度会有所增加，主要体现在两个部分。首先，交替放置类型1/类型2来抵抗ISI的方法需要对类型1和类型2的RS所在的OFDM符号进行不同的处理。对于类型2，在接收端对后半部分采样之后需要进行一个相位翻转再进行FFT，故时间复杂度为 $O(N_c + N_c \log N_c)$ 。其次，同样使用2D FFT的感知方法，感知方法本身并没有改变，时间复杂度为 $O(N_{\text{fft}} \log N_{\text{fft}} + M_{\text{fft}} \log M_{\text{fft}})$ ，但是基于中国剩余定理和距离变化率的目标检测流程需要对所有速度的可能取值进行聚类，如果使用基于密度的聚类算法(Density-Based Spatial Clustering of Applications with Noise, DBSCAN)，则需要额外的时间复杂度 $O(A \log A)$ ，其中 $A = 2I \cdot \min(\delta_{t1}, \delta_{t2})$ 为进行聚类的数据集的大小， I 为目标数量，一般为一个较小的值。

5 仿真分析

本文仿真种OFDM的设置遵循了3GPP标准，仿真中采用的具体参数如表1所示。

首先，验证本文提出的交替放置类型1/类型2、并灵活调整RS子载波间隔的RS设计对通信性能造成的影响，在仿真中，通过本文提出的模糊速度消除方法，保障了较大的不模糊速度。本文将这种设计与散点状、均匀分布的传统RS设计进行对比，比较两种设计在能够远距离、高速的无人机探测时的通信性能优劣。在之后的通信性能对比仿真中，

检测概率设置为99%，为了达到这个检测概率，RS的数量需求不同。对于传统的设计，设置为满足不模糊距离和速度要求的最优间距配置。在本文提出的RS设计中，为了保证与后续仿真的一致性，设置 $\delta_t = 4$ ， $\delta_{t1} = 7$ ， $\delta_{t2} = 5$ 为仿真基准，这样的设置能够保障在处理增益足够的时候不模糊地进行远距离、高速度的目标检测，在处理增益不够时，在此基准之上增加感知参考信号密度。两种设计的开销感知信号SNR关系的对比如图10所示。随着感知信号SNR的增加，两种设计在不同检测范围需求下的开销都逐渐减小，最后进入平台期。在传统的RS设计中，为了提高最大不模糊距离和最大不模糊速度，RS的密度需要增加，从而在随着目标SNR增加的时候，开销较早地进入平台期。同时，为了抵抗ISI造成的影响，对于不同距离的目标，达到99%检测概率所需的处理增益不同。用传统的RS设计，通信开销与感知的最大不模糊距离存在明显的权衡关系，即为了达到较大的不模糊距离和不模糊速度，RS的密度需要增加，从而通信的开销也会增大。而在本文提出的RS设计中，通过RS设计和信号处理，能够在通信开销较小的情况下，远距离、高速度的目标感知得以实现。但是，这样的RS设计需要在包含RS的符号中需要间隔放置ZP-RS，同时，在两个CPI内用不同且互质的载波间隔放置RS，使得开销同样存在平台期。针对感知平台期的性能，相比于传统方法，本文设计的方法在远距离高

算法 1 基于中国剩余定理和距离变化率的目标检测流程

Alg. 1 Target detection procedure based on CRT and range-rate

输入：两次CPI的RD谱 RD_1, RD_2

输出：估计的距离-速度对 $(R^i, V^i), i = 1, 2, \dots, I$

1. 从 RD_1 获取峰值，记为 $(R_1^i, V_{a1}^i), i = 1, 2, \dots, I$ ，根据 V_{a1}^i 和 V_{u1} 得到第 i 个目标在第1个CPI的速度可能取值集合 S_1^i

2. 从 RD_2 获取峰值，记为 $(R_2^j, V_{a2}^j), j = 1, 2, \dots, I$ ，根据 V_{a2}^j 和 V_{u2} 得到第 j 个目标在第2个CPI的速度可能取值集合 S_2^j

3. 通过聚合的方式比较两个CPI获得的所有速度可能取值，即比较集合 $\{x | x \in S_1^i, i = 1, 2, \dots, I\}$ 和 $\{x | x \in S_2^j, j = 1, 2, \dots, I\}$ ，如果有一致或接近的值，记录这个速度和它对应的在两个CPI的距离 $(V^k, R_1^k, R_2^k), k = 1, 2, \dots, K (K \geq I)$

4. 如果 $K > I$ ，根据 $\hat{V}^k = \frac{R_2^k - R_1^k}{\Delta t}$ 计算第 k 个目标的距离变化率，如果 \hat{V}^k, V^k 相差不超过 $\min(V_{u1}, V_{u2})$ ，保留 (V^k, R_1^k, R_2^k) 数组；否则，抛弃数组

5. 输出 $(R^k, V^k) = ((R_1^k + R_2^k)/2, V^k), k = 1, 2, \dots, I$

表 1 系统仿真物理层参数

Tab. 1 Physical layer parameters for system simulation

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|------------------|--------------|------------------|-------------|
| 中心频率 f_c | 28 GHz | 带宽 B | 50 MHz |
| 子载波间隔 Δ_f | 120 kHz | 数据持续时长 T_d | 8.3 μ s |
| CP时长 T_{cp} | 0.59 μ s | 符号持续时长 T_{sym} | 8.9 μ s |
| 子载波个数 N_c | 348 | OFDM符号个数 N_s | 112 |

速度情况下(距离700 m, 速度40 m/s)能降低72%的参考信号开销, 传统方法需要的感知参考信号开销为14.3%, 本文所提方法仅需要4.0%的开销。

两种设计的通信数据传输速率与感知信号SNR关系的对比如图11所示。图中黑色虚线表示了用香农公式给出的25 dB时信道容量, 其他线使用了如下香农公式 $C = (1 - \rho)W \log_2(1 + \text{SNR})$ 计算, ρ 表征感知信号的占比。从图中可以看到传输速率随着感知信号SNR的增长而提升。和图10中的两种RS设计的表现类似, 传统RS设计受ISI和模糊性的影响, 在同样的SNR下能够达到的传输速率更低, 且由于开销的平台会导致传输速率到达平台期。同样地, 本文提出的RS设计虽然也不可避免地存在平台, 但是对比传统RS设计通信效率更优。特别

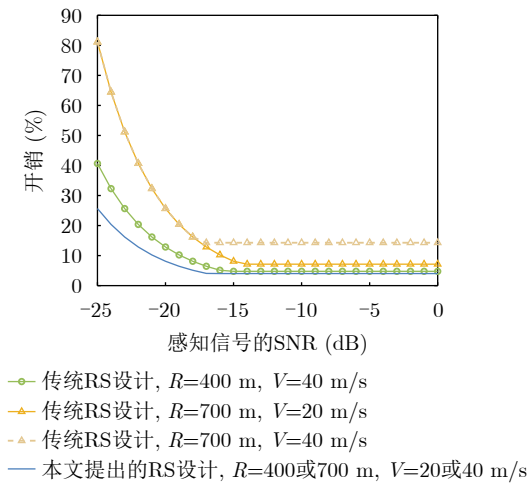


图 10 不同RS设计对通信开销的影响

Fig. 10 Impact of different RS designs on communication overhead

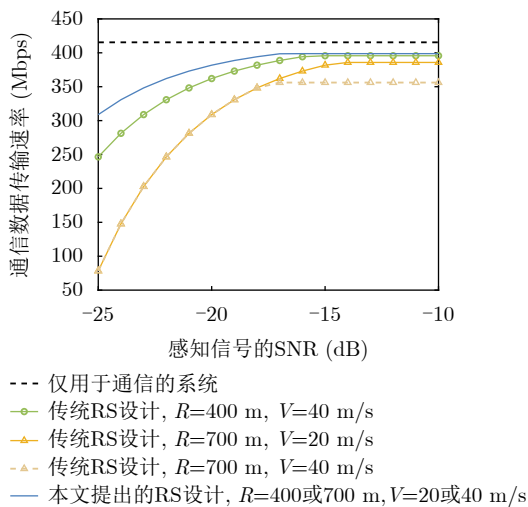


图 11: 不同RS设计对通信数据传输速率的影响

Fig. 11 Impact of different RS designs on communication data rate

是在目标反射信号较弱时, 本文提出的方法具有明显的优势。

其次, 对第4节中提出的消除速度模糊性的方法进行了评估。本文给出的仿真使用了两个CPI, 在两个CPI中RS的子载波间隔均为 $\delta_f = 4$, RS的符号间隔在两个CPI内分别为 $\delta_{t1} = 7$, $\delta_{t2} = 5$ 。由于限制 $\min(V_{u1}, V_{u2}) \cdot \Delta t \geq R_{bin}$, 该方法的性能与最大不模糊速度 V_{u1}, V_{u2} 、CPI时间间隔 Δt , 以及估计算法中的距离估计精度都有关。给定环境中存在6个给定的远距离高速目标, 其相对距离为 $[100 \ 50 \ 200 \ 250 \ 500 \ 650]$ m, 相对速度为 $[0 \ 17 \ -20 \ 43 \ -30 \ 70]$ m/s, 对于不同的参数选择, 能够正确检测到的目标数量不同, 如图12所示。可以从图中观察到, Δt 越大, N_{fft} 越大, 检测到的目标越多, 满足不等式。反之, 当 Δt 较小, N_{fft} 较小时, 有概率不能检测到所有目标。这是因为如果两个CPI间隔较小, 目标的速度有可能不足以使两次检测时目标的距离发生变化, 这样计算得到的距离变化率为0, 离0最近的模糊速度被认为是正确的; 如果这时目标的速度确实较小, 那么能够正确检测, 如果速度较大, 不是离0最近的模糊速度, 那么目标就会被错误估计。

基于上述对本文提出方法的参数讨论, 在之后的仿真中, 选用 $N_{fft} = 16384$, $\Delta t = 10$ ms, 满足不等式。如图13所示, 将本文提出的消除速度模糊性的方法与基于中国剩余定理的消除方法进行了对比。在同样使用两个CPI的情况下, 随着环境中目标数量的增加, 基于中国剩余定理的消除方法会产生越来越多的幽灵目标, 而本文提出的方法几乎不产生幽灵目标。但是图13中, 本文提出的方法的曲线在目标数量较大时不完全为零, 这是因为随机生成的目标参数可能使目标无法分辨, 在估计的过程中出现了和正确值的偏移, 由于这一类的目标会被

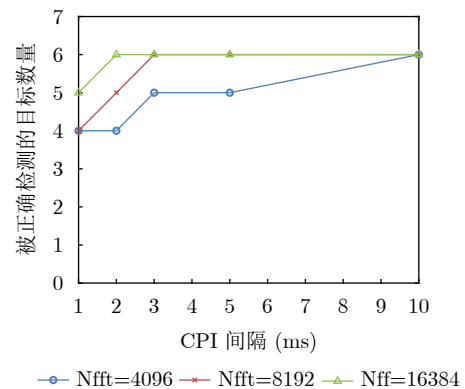


图 12 本文提出的速度模糊性消除方法在不同参数下的表现

Fig. 12 Performance of our proposed method for addressing velocity ambiguity under different setups

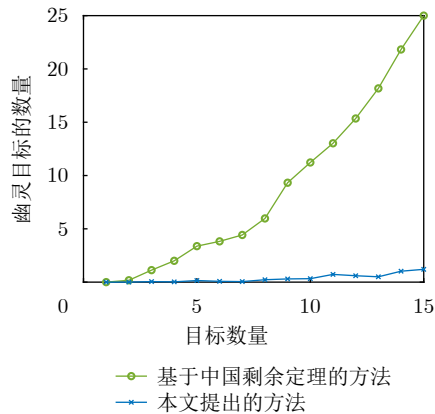


图 13 幽灵目标的性能

Fig. 13 Performance of reducing ghost targets

记为幽灵目标，所以不全为零。总体而言，对比基于中国剩余定义消除速度模糊性的方法，本文给出的优化方法能够用更少的CPI个数来确定不模糊的速度估计。

6 结语

通信感知一体化在近年来受到的业界广泛的关注，特别是基于OFDM波形的通信感知一体化系统。在OFDM系统中，基于参考信号实现无线感知，具有与现有系统兼容性好和处理复杂度低的特点。本文针对远距离高速无人机的检测问题，首先设计了一种新的感知参考信号模式，该模式可以有效地对抗码间串扰的影响，同时通过交替布置可以达到系统的最大不模糊感知距离。其次，为了解决高速度检测问题，本文在传统中国剩余定理的设计基础上，通过引入距离变化率，仅使用两个CPI，即可有效地实现模糊目标或幽灵目标的排除。仿真结果表明，本文设计的方法可以在有效实现目标检测的前提下，大幅降低感知参考信号的开销。

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] 王宝义. 我国低空经济的技术经济范式分析与发展对策[J]. 中国流通经济, 2024, 38(9): 14–26. doi: [10.14089/j.cnki.cn11-3664/f.2024.09.002](https://doi.org/10.14089/j.cnki.cn11-3664/f.2024.09.002).
- [2] WANG Baoyi. The technological and economic paradigm analysis and countermeasures for developing low altitude economy in China[J]. *China Business and Market*, 2024, 38(9): 14–26. doi: [10.14089/j.cnki.cn11-3664/f.2024.09.002](https://doi.org/10.14089/j.cnki.cn11-3664/f.2024.09.002).
- [3] MOHAMMED F, IDRIES A, MOHAMED N, *et al.* UAVs for smart cities: Opportunities and challenges[C]. 2014 International Conference on Unmanned Aircraft Systems, Orlando, USA, 2014. doi: [10.1109/ICUAS.2014.6842265](https://doi.org/10.1109/ICUAS.2014.6842265).
- [4] 张博钧, 刘立平, 曹珺飞, 等. 低空经济产业标准体系规划研究[J]. 信息通信技术与政策, 2024, 50(11): 41–47. doi: [10.12267/j.issn.2096-5931.2024.11.007](https://doi.org/10.12267/j.issn.2096-5931.2024.11.007).
- [5] ZHANG Bojun, LIU Liping, CAO Junfei, *et al.* Research on the planning of low-altitude economic industry standard system[J]. *Information and Communications Technology and Policy*, 2024, 50(11): 41–47. doi: [10.12267/j.issn.2096-5931.2024.11.007](https://doi.org/10.12267/j.issn.2096-5931.2024.11.007).
- [6] ZHANG Chen, ZHANG Leyi, ZHU Lipeng, *et al.* 3D deployment of multiple UAV-mounted base stations for UAV communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2473–2488. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3049387](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3049387).
- [7] MU Junsheng, ZHANG Ronghui, CUI Yuanhao, *et al.* UAV meets integrated sensing and communication: Challenges and future directions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2023, 61(5): 62–67. doi: [10.1109/MCOM.008.2200510](https://doi.org/10.1109/MCOM.008.2200510).
- [8] 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).
- [9] ITU. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond[R]. ITU-R M.2160-0, 2023.
- [10] WANG Xinyi, FEI Zesong, ZHANG J A, *et al.* Constrained utility maximization in dual-functional radar-communication multi-UAV networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2660–2672. doi: [10.1109/TCOMM.2020.3044616](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.3044616).
- [11] MENG Kaitao, WU Qingqing, MA Shaodan, *et al.* Throughput maximization for UAV-enabled integrated periodic sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(1): 671–687. doi: [10.1109/TWC.2022.3197623](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3197623).
- [12] MENG Kaitao, WU Qingqing, XU Jie, *et al.* UAV-enabled integrated sensing and communication: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2024, 31(2): 97–104. doi: [10.1109/MWC.131.2200442](https://doi.org/10.1109/MWC.131.2200442).
- [13] EVERS A and JACKSON J A. Cross-ambiguity characterization of communication waveform features for passive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(4): 3440–3455. doi: [10.1109/TAES.2015.140622](https://doi.org/10.1109/TAES.2015.140622).
- [14] DAN Yangpeng, WAN Xianrong, YI Jianxin, *et al.* Ambiguity function analysis of Long Term Evolution transmission for passive radar[C]. 2018 12th International

- Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, Hangzhou, China, 2018: 1–4. doi: [10.1109/ISAPE.2018.8634255](https://doi.org/10.1109/ISAPE.2018.8634255).
- [13] CUI Yuanhao, JING Xiaojun, and MU Junsheng. Integrated sensing and communications via 5G NR waveform: Performance analysis[C]. 2022 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Singapore, Singapore, 2022: 8747–8751. doi: [10.1109/ICASSP43922.2022.9746355](https://doi.org/10.1109/ICASSP43922.2022.9746355).
- [14] WEI Zhiqing, WANG Yuan, MA Liang, *et al.* 5G PRS-Based Sensing: A sensing reference signal approach for joint sensing and communication system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(3): 3250–3263. doi: [10.1109/TVT.2022.3215159](https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3215159).
- [15] ZHAO Qimin, TANG Aimin, and WANG Xudong. Reference signal design and power optimization for energy-efficient 5G V2X integrated sensing and communications[J]. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2023, 7(1): 379–392. doi: [10.1109/TGCN.2023.3234392](https://doi.org/10.1109/TGCN.2023.3234392).
- [16] BRAUN K M. OFDM radar algorithms in mobile communication networks[D]. [Ph.D. dissertation], Karlsruhe Institut für Technologie, 2014.
- [17] TANG Aimin, LI Songqian, and WANG Xudong. Self-interference-resistant IEEE 802.11ad-based joint communication and automotive radar design[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2021, 15(6): 1484–1499. doi: [10.1109/JSTSP.2021.3118888](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2021.3118888).
- [18] WANG Lin, WEI Zhiqing, SU Liyan, *et al.* Coherent compensation based ISAC signal processing for long-range sensing: (Invited Paper)[C]. 2023 21st International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks, Singapore, Singapore, 2023: 689–695. doi: [10.23919/WiOpt58741.2023.10349853](https://doi.org/10.23919/WiOpt58741.2023.10349853).
- [19] TANG Aimin, ZHAO Qimin, WANG Xudong, *et al.* ISI-resistant reference signal design and processing for OFDM integrated communications and long-range radar sensing[J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(6): 1322–1326. doi: [10.1109/LCOMM.2024.3394545](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2024.3394545).
- [20] RICHÉ V, MÉRIC S, BAUDAIS J Y, *et al.* Investigations on OFDM signal for range ambiguity suppression in SAR configuration[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2014, 52(7): 4194–4197. doi: [10.1109/TGRS.2013.2280190](https://doi.org/10.1109/TGRS.2013.2280190).
- [21] WANG Wenqin. Mitigating range ambiguities in high-PRF SAR with OFDM waveform diversity[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2013, 10(1): 101–105. doi: [10.1109/LGRS.2012.2193870](https://doi.org/10.1109/LGRS.2012.2193870).
- [22] MEI Dongyang, WEI Zhiqing, CHEN Xu, *et al.* A coprime and periodic pilot design for ISAC system[C]. 2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Dubai, United Arab Emirates, 2024: 1–6. doi: [10.1109/WCNC57260.2024.10571182](https://doi.org/10.1109/WCNC57260.2024.10571182).
- [23] HUANG Zhenxing and ZHENG Wan. Range ambiguity resolution in multiple PRF pulse Doppler radars[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Dallas, USA, 1987: 1786–1789. doi: [10.1109/ICASSP.1987.1169906](https://doi.org/10.1109/ICASSP.1987.1169906).
- [24] WANG Chen, YIN Qinye, and CHEN Hongyang. Robust Chinese remainder theorem ranging method based on dual-frequency measurements[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(8): 4094–4099. doi: [10.1109/TVT.2011.2167690](https://doi.org/10.1109/TVT.2011.2167690).
- [25] AGARWAL R C. Number theory in digital signal processing[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1980, 68(10): 1358–1359. doi: [10.1109/PROC.1980.11872](https://doi.org/10.1109/PROC.1980.11872).
- [26] BHARADIA D, MCMILIN E, and KATTI S. Full duplex radios[C]. ACM SIGCOMM 2013 conference on SIGCOMM, Hong Kong, China, 2013: 375–386. doi: [10.1145/2486001.2486033](https://doi.org/10.1145/2486001.2486033).

作者简介

唐爱民，博士，助理研究员，主要研究方向为B5G/6G网络、通信感知一体化技术、全双工通信。

王书涵，硕士生，主要研究方向为通信感知一体化技术。

曲文泽，硕士，研究员，主要研究方向为通信感知一体化技术。

(责任编辑：于青)