

# 面向 6G 毫米波通信感知一体化的机动目标联合定位与测速

周炳朋, 马珊珊

(中山大学电子与通信工程学院, 广东 深圳 518000)

**摘要:** 针对 6G 毫米波无线通信感知一体化网络中的车辆状态估计问题, 提出了车辆位置、速度和时变信道联合估计算法。为了应对多径反射干扰、随机信道衰落、非凸函数优化等技术难题, 挖掘时变信道及反射传播特点, 提取多径反射传播模型的隐含线性结构, 并采用下行多载波通信信号回波, 联合推算车辆位置、速度及信道状态, 以抵消多径传播干扰和信道扰动, 进而补偿多普勒效应对车辆定位的不利影响。由于在干扰抵消、扰动补偿、非凸函数优化等方面的特殊设计, 所提算法的定位及测速性能优于以往技术。仿真分析发现, 定位精度和测速精度都随着子载波和收发天线数量的增加而提升, 但是随着目标距离的增大而下降。由于车辆定位只利用了回波信号的基带特征, 车辆定位精度与中心载波频率无关, 但是随着系统带宽的增加而增加, 且当系统带宽在 150 MHz 以上时, 车辆定位性能增益非常小。相比之下, 车辆测速精度随着中心载波频率的增大而提升, 而受系统带宽的影响很小。另外, 相比于车辆测速, 车辆定位受传输距离和收发天线数量的影响更大。

**关键词:** 通信感知一体化; 车辆定位; 多普勒测速

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2023041

## Simultaneous vehicular location and velocity detection towards 6G integrated communication and sensing

ZHOU Bingpeng, MA Shanshan

School of Electronics and Communication Engineering, Sun Yat-sen University, Shenzhen 518000, China

**Abstract:** Joint vehicle location and velocity estimation algorithm was proposed for 6G millimeter wave integrated communication and sensing (ICAS), which was challenging due to random channel fading and multipath interference. A novel receiver state sensing (RSS) algorithm was proposed to simultaneously estimate vehicle (receiver) location and velocity, in conjunction with reflection channel estimation. Moreover, a novel multi-carrier Doppler calibration scheme was developed to reduce the disturbance of Doppler effect on RSS performance via frequency shift compensation. The impact of system parameters, e.g., signal bandwidth, the number of transceiver antenna and sub-carriers, on RSS performance was evaluated as well. It was verified by simulations that the proposed RSS algorithm outperformed state-of-the-art baseline methods due to the employed problem-specific system design. In addition, it was shown by simulations that the achieved RSS error was reduced with the increasing of sub-carrier frequency, the number of transceiver antennas and sub-carriers, and it was increased with the increasing distance between base station and vehicle receiver. Particularly, the vehicle location estimation accuracy was increasing with system bandwidth, but it was invariant with central carrier frequency, since only baseband features of received signal were employed for vehicle localization. In contrast, the vehicle velocity detection accuracy was increasing with central carrier frequency, yet it was insensitive to system bandwidth, given the fixed number of sub-carriers.

**Keywords:** integrated communication and sensing, vehicle localization, Doppler velocity detection

收稿日期: 2022-09-16; 修回日期: 2022-11-02

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62001526); 广东省自然科学基金资助项目 (No.2021A1515012021); 广东省重大工程青年人才项目 (No.2021QN02X074)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62001526), The Natural Science Foundation of Guangdong Province (No.2021A1515012021), The Major Talent Program of Guangdong Province (No.2021QN02X074)

## 0 引言

随着无线通信与信息技术的发展,以车联网、无人机网络为基础的智能物流、自动驾驶等新型智能应用将迎来蓬勃发展。新型智能应用对无线系统具有更高的要求,不仅需要高效率的数据传输,还需要实时精准的无线定位及环境感知能力。例如,车联网不仅需要高移动环境下实现低时延的数据传输,还需要高精度位置估计与速度估计,从而保障行车安全、提升交通效率<sup>[1]</sup>。智能农业使用无人机装载农药、肥料等物资,不仅需要与周边无人机进行数据通信以完成信息交互及任务协作,还需要实时精准的无线定位与环境感知进行智能化的农作物管理作业<sup>[2]</sup>。因此,通信感知一体化(ICAS, integrated communication and sensing)技术是无线通信与信息技术发展的必然趋势。

通信感知一体化技术不仅覆盖移动终端、智能制造、智能物流、休闲娱乐等众多场景,还进一步影响工业、农业、医疗和交通等多个领域,具有广阔的应用前景,将为许多智能应用的发展铺平道路。这些应用依赖于用户设备(UE, user equipment)状态的高精度感知<sup>[3]</sup>。例如,在车联网中,为了安全控制需求,车辆定位精度需要在厘米级别,测速精度要求在 1 m/s 左右。在传统车联网中,通信与感知功能相分离,定位主要采用卫星定位及无线蜂窝网定位技术,精度低、稳定性较差,远未达到要求。特别是在停车场、城市街道等场所中,场外的卫星信号无法穿透到区域内部,势必造成很大的定位误差<sup>[4]</sup>。因此,通信感知一体化技术对定位及测速精度提出了更加严格的要求。

然而,无线通信和雷达系统长期以来都是沿着各自的研究方向独立发展的。例如,无线通信主要专注设备组网与数据传输两大核心功能,而定位与环境感知并非无线通信的主要需求。雷达系统则侧重于无线定位与探测技术研发,甚少涉及通信需求。将相互独立的无线通信与雷达系统进行简单的捆绑,不仅会提高硬件成本,还会带来无线资源浪费,必然降低通信感知系统的服务质量。

无线通信和雷达系统在信号处理、硬件架构、频谱资源等方面具有许多共同点,因此通信感知一体化融合在技术上是可行的。通信感知一体化旨在将数据传输与无线感知有机地融合在一个射频系统中,为通信与信息技术提供一种新的范式<sup>[4]</sup>。通

信感知一体化不仅可以通过优化无线资源在时域、空域及频域上的分配,破除系统壁垒带来的资源浪费,提升资源利用效率,还可以通过动态配置系统资源,提升通信感知业务的灵活性。因此,通信感知一体化已被纳入 6G 的核心技术版图中<sup>[5]</sup>。

毫米波(mmWave, millimeter wave)频段具有充裕的可用带宽,是 6G 通信的核心频带。大规模毫米波 MIMO (multiple-input multiple-output) 可通过挖掘空间维度资源,显著提升通信网络容量。由于天线阵列的窄波束特征,信道具有明显稀疏特性,仅包含少数多径分量,不仅可以实现更高的数据传输效率,还可以显著提升距离分辨率,有利于车辆的定位。因此,毫米波天线阵列能够满足车联网的定位与通信要求,将成为通信感知一体化系统终端的关键配置,在车联网中发挥重要作用<sup>[6]</sup>。另外,路侧单元(RSU, road side unit)通过接收车辆信息来分析道路状况、指挥交通,有助于提高行驶安全性<sup>[7]</sup>。RSU 利用 MIMO 形成窄波束,能够对环境和目标状态进行感知,还可以依据目标位置和速度信息来优化波束成形、建立通信链路,并完成实时波束跟踪,增强数据传输的可靠性。未来,RSU 可配置通信与感知功能,成为车联网的重要基础设施。面向 6G 网络,利用通信网络中的无线基础设施提升无线终端的定位性能,可为车辆、机器人、无人机等提供全天时、精细化、高精度的定位感知服务<sup>[8]</sup>。

基于 6G 毫米波天线阵列的通信感知一体化受到学术界和产业界的极大关注<sup>[9-12]</sup>,在基础理论、信号处理、网络协议、硬件架构等多个方面取得进展。例如,探讨通信和感知融合系统框架<sup>[13-14]</sup>,探索通信效率和感知性能的边界<sup>[15-16]</sup>,探究通信效率和感知精度的性能置换关系<sup>[17-19]</sup>,构建一体化信号波形设计方案<sup>[20-23]</sup>,研究波束成形、资源分配等系统优化技术<sup>[24-29]</sup>,设计网络传输新协议等<sup>[30-32]</sup>。

然而,在实际应用中,由于随机信道衰落、多径传播干扰等不利因素的影响,无线终端的位置估计与测速仍然面临巨大挑战。首先,无线射频信号将遭受严重的随机衰落,不仅降低了接收端信噪比(SNR, signal to noise ratio),还给接收信号波形带来随机扰动(即幅度与相位失真)<sup>[33]</sup>。因此,以往基于相干波形的信号到达时间(TOA, time of arrival)估计与速度估计方法<sup>[34]</sup>无法直接应用于通信感知一体化,否则将导致很大的定位误差和测速误差。

其次，多径传播将会延展信号传播距离，干扰距离判定，引入不可估量的定位误差。

例如，在毫米波无线定位测速中，文献[35]考虑了多径传播环境，利用单个基站发射的信号进行车辆位置估计研究，并结合毫米波信道模型的稀疏性，提出了基于分布式压缩感知的车辆位置估计算法，但并未考虑运动目标的多普勒效应。有学者研究了最大似然算法，构建了毫米波天线阵列信号的多普勒信道衰落模型，联合估计多普勒频移和信道状态，但仅考虑了直射径<sup>[36]</sup>。在传统雷达方法研究中，无线射频信号仅用于距离探测和环境感知，不适合通信信号传输与信道估计。在通信感知一体化系统研究中，文献[37]考虑了通信感知终端向基站发送的射频信号，以进行上行信道估计，同时对无线终端的位置进行推算，但未考虑多径传播干扰及多普勒效应的影响，且导频开销较大。文献[34]通过利用车辆反射的回波信号，采用匹配滤波器求得车辆运动的径向速度。类似地，文献[33]利用车辆反射的回波信号来估计路侧单元与车辆之间的角度和距离。

除此之外，文献[38]提出了基于正交频分复用（OFDM, orthogonal frequency division multiplexing）波束扫描的目标距离和速度联合估计算法，并通过仿真数据验证了OFDM波束扫描方案的有效性。为了降低毫米波雷达通信一体化系统中信号波达方向（DOA, direction of arrival）估计的采样率，文献[39]提出了将压缩感知和波达方向估计相结合的算法，但并未考虑运动目标的多普勒效应且复杂度较高。文献[40]推导了雷达通信一体化系统中位置估计的克拉美罗下界（CRLB），并在保证通信质量的情况下优化波束成形矩阵，最小化目标位置估计误差的克拉美罗下界。然而，上述研究成果都不能应对多径传播干扰及多普勒效应，会受到传播环境扰动的影响，严重制约了其实际的定位感知性能。此外，上述工作也没有针对系统资源参数对定位测速性能的影响展开研究。

另外，车辆射频终端的接收信号波形不仅受信道衰落的影响，还依赖于车辆的位置和速度等未知参数，给车辆位置估计与测速算法的设计带来巨大困难。因此，在通信感知一体化系统中，车辆位置估计、角度估计、速度估计与信道估计是相互交织耦合的。较小的位置估计误差或者信道估计误差将导致测速性能降低，反之亦然。因此，割裂的参数

估计算法设计将无法解决依存变量扰动的问题。开发高效的联合估计算法框架，以同时解决无线终端状态感知中的信道估计、位置估计与测速问题，对通信感知一体化系统接收技术的研发至关重要。

面向通信感知一体化车联网应用，针对车辆状态感知面临的多径传播干扰、随机信道衰落、多普勒效应等技术难题，本文提出了一种新颖的联合解算算法，同时估计车辆位置、径向速度及多径信道状态。为了提升车辆状态感知的精度，所提算法挖掘了随机信道衰落、多径传播干扰及多普勒效应等信道模型的结构特点，采用下行多载波信号回波感知技术推算车辆位置及信道状态，并联合估计车辆速度，以抵消多径传播干扰和信道扰动，并减小多普勒效应对位置估计的不利影响。仿真结果表明，与以往工作相比，本文算法能够获得更好的性能。另外，本文利用信号回波直接估计信道状态，不需要信道反馈，降低了信道量化误差，并使上行链路完全用于数据传输，极大提高了系统传输效率。本文还分析了系统带宽、子载波数量、收发天线数量等参数对车辆状态感知性能的影响。结果表明，定位精度和测速精度都随着子载波数量和收发天线数量的增加而提升，但随着目标距离的增大而下降。不同的是，定位精度随着系统带宽的增加而提升，而与中心载波频率无关；测速精度随着中心载波频率的增大而提升，而受系统带宽的影响很小（在保持子载波数量不变的情况下）。

## 1 系统模型

### 1.1 系统设置

本文考虑6G毫米波通信感知一体化的车联网系统，其中，RSU有 $N_T$ 根发射天线和 $N_R$ 根接收天线，配置为均匀线性阵列（ULA, uniform linear array）。考虑下行通信链路，当车辆行驶在路上时，每个RSU向车辆发送OFDM信号用于通信，其相干带宽内的子载波数量用 $N_C$ 来表示。RSU利用车辆反射的回波信号对车辆位置和径向速度进行估计。基于6G毫米波通信感知一体化的车联网系统如图1所示。利用下行回波信号感知车辆状态可以减小信令开销，使上行通信链路完全用于数据传输，有利于提升传输效率。

假定OFDM信令和循环前缀的长度均超过了最大时延，并假设在信道相干时间内，回波信号的双程传播时延（TOF, time of flight）、离开角（AOD,

angle of departure)、到达角 (AOA, angle of arrival) 和信道衰落系数均不变。

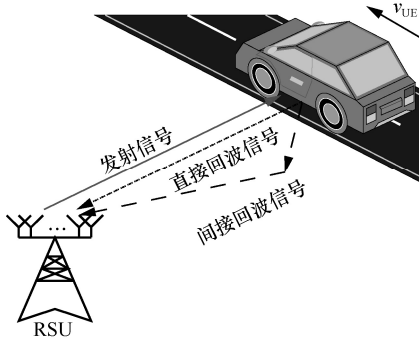


图 1 基于 6G 毫米波通信感知一体化的车联网系统

不失一般性, 假设路侧单元天线阵列的位置和水平角度是已知的, 令  $\mathbf{x}_{\text{RSU}} \in \mathbb{R}^2$  表示路侧单元天线阵列的位置,  $\varphi_{\text{RSU}} \in \mathbb{R}$  表示路侧单元天线阵列水平角度,  $\mathbf{x}_{\text{UE}} \in \mathbb{R}^2$  表示车辆的未知位置,  $v_{\text{UE}} \in \mathbb{R}$  表示车辆运动的径向速度。由于时间间隔较小, 假定车辆行驶速度未发生明显变化。

### 1.2 多径反射信道模型

考虑下行通信链路的多径反射传播场景, 路侧单元向车辆发射 OFDM 信号, 称为主射信号。路侧单元除了收到车辆直接反射的回波信号之外, 还会收到其他障碍物反射的回波信号, 即间接反射径 (IDR, indirect reflection) 干扰信号, 设其路径数为  $L$ 。以路侧单元天线阵列为参考, 用  $\phi \in \mathbb{R}$  表示主射信号 (从路侧单元到车辆) 的发射角,  $\theta_l \in \mathbb{R}$  表示主射信号的第  $l$  条反射径的到达角,  $\tau_l \in \mathbb{R}$  和  $h_l \in \mathbb{C}$  分别表示  $l$  条反射径的双程传播时延和其信道衰落系数。其中,  $l=0$  表示直接反射径 (DR, direct reflection),  $l=1:L$  表示第  $l$  条间接反射径。根据信道互易原理可知, 直接反射径的到达角  $\theta_0$  等于主射信号离开角  $\phi$ 。由于反射信号全部来源于从路侧单元到车辆的主射信号, 因此间接反射径的源信号离开角即  $\phi$ 。令  $f_d \in \mathbb{R}$  表示车辆运动引起的多普勒频移, 其与车辆径向速度  $v_{\text{UE}}$  的关系为

$$f_d = \frac{2v_{\text{UE}}f_c}{c}$$

其中,  $f_c \in \mathbb{R}$  为载波频率,  $c$  为光速。对于直接反射径, 传播参数  $\tau_0$ 、到达角  $\theta_0$ 、发射角  $\phi$  与车辆位置  $\mathbf{x}_{\text{UE}}$  的关系符合

$$\tau_0 = 2 \frac{\|\mathbf{x}_{\text{UE}} - \mathbf{x}_{\text{RSU}}\|_2}{c} \quad (1)$$

$$\theta_0 = \phi = \arccos \left( \frac{(\mathbf{x}_{\text{UE}} - \mathbf{x}_{\text{RSU}})^T \mathbf{e}_X}{\|\mathbf{x}_{\text{UE}} - \mathbf{x}_{\text{RSU}}\|_2} \right) - \varphi_{\text{RSU}} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{e}_X = [1, 0]^T$  表示  $X$  轴单位向量,  $\cdot^T$  表示向量或矩阵转置,  $\arccos$  表示反余弦函数。给定上述传播参数后, 下行链路第  $l$  条反射径在第  $n$  个子载波上的传播信道状态矩阵  $\mathbf{H}_l[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  表征了从发射信号到接收信号的传输系数, 表示为

$$\mathbf{H}_l[n] = h_l e^{-j2\pi(f_n - f_d)\tau_l} \mathbf{b}_n(\theta_l) \mathbf{a}_n^H(\phi) \quad (3)$$

其中,  $\cdot^H$  表示厄米特,  $f_n$  表示第  $n$  个子载波的基带频率, 满足

$$f_n = \frac{n}{N_{\text{total}} T_s}, \quad \forall n = 1 : N_C$$

其中,  $N_C$  为相干带宽内的子载波数量,  $N_{\text{total}}$  为系统子载波总数量,  $T_s$  为采样周期,  $h_l \in \mathbb{C}$  为第  $l$  条反射径的信道衰落系数, 在相干带宽内保持不变。此处等效于将系统带宽按照相干带宽划分为若干子带, 并利用单个子带内的 OFDM 信号估计信道。此外,  $\mathbf{b}_n(\theta_l) \in \mathbb{C}^{N_r}$  和  $\mathbf{a}_n(\phi) \in \mathbb{C}^{N_t}$  分别表示 RSU 接收和发射导向矢量, 表示为

$$\mathbf{a}_n(\phi) = \text{vec} \left[ e^{-2\pi j (t-1) f_n' d_A \cos \phi} \mid \forall t = 1 : N_T \right] \quad (4)$$

$$\mathbf{b}_n(\theta_l) = \text{vec} \left[ e^{-2\pi j (r-1) f_n' d_A \cos \theta_l} \mid \forall r = 1 : N_R \right] \quad (5)$$

其中,  $\text{vec}$  表示堆列为列向量,  $f_n' = f_c + f_n$  表示子载波频率,  $d_A$  表示阵元间隔, 为载波信号半波长。

### 1.3 多径反射信号波形

令  $\mathbf{z}_m[n] \in \mathbb{C}^{N_r}$  表示路侧单元接收车辆回波信号的第  $m$  个 OFDM 符号的第  $n$  个子载波分量, 即

$$\mathbf{z}_m[n] = \mathbf{z}_m^{\text{DR}}[n] + \mathbf{z}_m^{\text{IDR}}[n] + \boldsymbol{\varepsilon}_m[n] \quad (6)$$

其中,  $\boldsymbol{\varepsilon}_m[n] \in \mathbb{C}^{N_r}$  表示零均值噪声,  $\mathbf{z}_m^{\text{DR}}[n] \in \mathbb{C}^{N_r}$  和  $\mathbf{z}_m^{\text{IDR}}[n] \in \mathbb{C}^{N_r}$  分别表示直接反射径分量和间接反射径分量, 表达式分别为

$$\mathbf{z}_m^{\text{DR}}[n] = h_0 e^{-j2\pi(f_n - f_d)\tau_0} \mathbf{b}_n(\theta_0) \mathbf{a}_n^H(\phi) \mathbf{U} \mathbf{s}_m[n]$$

$$\mathbf{z}_m^{\text{IDR}}[n] = \sum_{l=1}^L h_l e^{-j2\pi(f_n - f_d)\tau_l} \mathbf{b}_n(\theta_l) \mathbf{a}_n^H(\phi) \mathbf{U} \mathbf{s}_m[n]$$

其中,  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$  为波束成形矩阵,  $\mathbf{s}_m[n] \in \mathbb{C}^{N_t}$  为第  $m$  个符号的第  $n$  个子载波信号,  $\forall m = 1 : M$ ,  $M$  为相干时间内的 OFDM 符号数量。

令  $\mathbf{h} = \text{vec}[\mathbf{h}_l \mid l = 0 : L] \in \mathbb{C}^{L+1}$  表示信道状态,

$\alpha = [\mathbf{x}_{\text{UE}}, v_{\text{UE}}] \in \mathbb{R}^3$  表示车辆状态（位置和速度）联合变量， $\boldsymbol{\kappa} = \{\theta_l, \tau_l | \forall l = 1: L\} \in \mathbb{R}^{2L}$  表示间接反射传播参数， $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} M}$  表示接收的回波信号，即

$$\mathbf{z} = \text{vec}[\mathbf{z}_m[n] | \forall n = 1: N_{\text{c}}, \forall m = 1: M] \quad (7)$$

令  $\mathbf{g}_{\text{DR}}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha})$  和  $\mathbf{g}_{\text{IDR}}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa}) \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} M}$  分别表示直接反射径和间接反射径的信号回波模型，即

$$\mathbf{g}_{\text{DR}}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}) = \text{vec}[\mathbf{g}_{\text{DR}}^{m,n} | \forall n = 1: N_{\text{c}}, \forall m = 1: M]$$

$$\mathbf{g}_{\text{IDR}}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa}) = \text{vec}[\mathbf{g}_{\text{IDR}}^{m,n} | \forall n = 1: N_{\text{c}}, \forall m = 1: M]$$

其中，各个元素表示为

$$\mathbf{g}_{\text{DR}}^{m,n} = h_0 e^{-j2\pi(f_n - f_d)\tau_0} \mathbf{b}_n(\theta_0) \mathbf{a}_n^H(\phi) \mathbf{U} \mathbf{s}_m[n]$$

$$\mathbf{g}_{\text{IDR}}^{m,n} = \sum_{l=1}^L h_l e^{-j2\pi(f_n - f_d)\tau_l} \mathbf{b}_n(\theta_l) \mathbf{a}_n^H(\phi) \mathbf{U} \mathbf{s}_m[n]$$

令  $\mathbf{g}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa}) = \mathbf{g}_{\text{DR}}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}) + \mathbf{g}_{\text{IDR}}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa})$  表示传播函数，依据多径反射模型，接收的回波信号为

$$\mathbf{z} = \mathbf{g}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa}) + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (8)$$

其中， $\boldsymbol{\varepsilon} = \text{vec}[\boldsymbol{\varepsilon}_m[n] | \forall n = 1: N_{\text{c}}, \forall m = 1: M] \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} M}$  表示零均值高斯白噪声向量。

## 2 所提算法

### 2.1 问题描述

为了应对通信感知一体化系统中的多径传播干扰和随机信道扰动等问题，本文所提车辆状态感知算法将反射传播信道及随机衰落纳入车辆状态感知问题建模中，并在优化算法设计上挖掘多径传播干扰信道模型的特点，以抵消信道扰动和发射干扰的影响。在后续的算法设计中将具体阐述。

据此，车辆状态感知算法的目标为利用通信回波信号  $\mathbf{z}$  以及多径反射信道模型  $\mathbf{g}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa})$  估计车辆位置  $\mathbf{x}_{\text{UE}}$  及径向速度  $v_{\text{UE}}$ 。该问题可表述为以下最小化问题。

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \arg \min_{\boldsymbol{\alpha}} \min_{\boldsymbol{\kappa}} \{\|\mathbf{z} - \mathbf{g}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa})\|_2^2 | \forall \mathbf{h} \in \mathbb{C}^{L+1}, \forall \boldsymbol{\kappa} \in \mathbb{R}^{2L}\}$$

然而，上述优化问题存在下列技术难题，因此通信感知一体化车辆状态感知算法设计并非易事。

**技术难题 1：复杂优化问题。** 上述优化问题中除了目标变量  $\boldsymbol{\alpha}$ ，还包含间接反射径  $\{\tau_l, \theta_l, h_l\}$  等多个未知参数，使问题无法求解。

**技术难题 2：复杂代价函数。** 上述问题的代价函数  $\min\{\|\mathbf{z} - \mathbf{g}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa})\|_2^2 | \forall \mathbf{h} \in \mathbb{C}^{L+1}, \forall \boldsymbol{\kappa} \in \mathbb{R}^{2L}\}$  没有闭合表示形式，无法获得目标变量  $\boldsymbol{\alpha}$  迭代优化的解

析表达式。

**技术难题 3：非凸函数优化。** 由于传播模型  $\mathbf{g}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa})$  为系统参数  $\mathbf{h}$ 、 $\boldsymbol{\alpha}$  和  $\boldsymbol{\kappa}$  的非线性函数，上述优化问题为非凸问题。

### 2.2 解决思路

下面阐述解决上述各个技术难题的创新方法。

**方法 1：反射信道等效建模。**

为了解决技术难题 1，对间接反射信道进行等效建模，其中等效信道状态包含了信道衰落系数  $h_l$ 、传播时延造成的相位旋转  $e^{-j2\pi(f_n - f_d)\tau_l}$  及间接反射径的到达角增益  $\mathbf{b}_n(\theta_l)$  等未知的信道参数。具体而言，令  $\mathbf{h}_{\text{IDR}}[n] \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}}}$  表示第  $n$  个子载波对应的等效间接反射信道状态，即

$$\mathbf{h}_{\text{IDR}}[n] = \sum_{l=1}^L h_l e^{-j2\pi(f_n - f_d)\tau_l} \mathbf{b}_n(\theta_l) \quad (9)$$

令  $\mathbf{h}_{\text{IDR}} = [\mathbf{h}_{\text{IDR}}[n] | \forall n = 1: N_{\text{c}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}}}$  为等效间接反射信道状态， $\mathbf{h}_{\text{EQ}} = [h_0; \mathbf{h}_{\text{IDR}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} + 1}$  表示双程传播过程的等效信道状态。

依据式(6)，回波信号  $\mathbf{z}$  等价表示为

$$\mathbf{z} = \mathcal{W}(\boldsymbol{\alpha}) \mathbf{h}_{\text{EQ}} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (10)$$

其中， $\mathcal{W}(\boldsymbol{\alpha}) \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} M \times (N_{\text{r}} N_{\text{c}} + 1)}$  为等效信道状态  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  的系数矩阵，依赖于车辆状态  $\boldsymbol{\alpha} = \{\mathbf{x}_{\text{UE}}, v_{\text{UE}}\}$ ，表示为

$$\mathcal{W}(\boldsymbol{\alpha}) = [\mathbf{g}(\boldsymbol{\alpha}), \mathbf{W}(\mathbf{x}_{\text{UE}})] \quad (11)$$

$$\mathbf{g}(\boldsymbol{\alpha}) = \text{vec}[\mathbf{g}_{m,n}(\boldsymbol{\alpha}) | \forall n = 1: N_{\text{c}}, \forall m = 1: M] \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} M}$$

$$\mathbf{g}_{m,n}(\boldsymbol{\alpha}) = e^{-j2\pi(f_n - f_d)\tau_0} \mathbf{b}_n(\mathbf{x}_{\text{UE}}) \mathbf{a}_n^H(\mathbf{x}_{\text{UE}}) \mathbf{U} \mathbf{s}_m[n] \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}}}$$

$$\mathbf{W}(\mathbf{x}_{\text{UE}}) = \text{mat}[\mathbf{W}_m(\mathbf{x}_{\text{UE}}) | \forall m = 1: M] \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} M \times N_{\text{r}} N_{\text{c}}}$$

$$\mathbf{W}_m(\mathbf{x}_{\text{UE}}) = \text{diag}[\mathbf{W}_{m,n}(\mathbf{x}_{\text{UE}}) | \forall n = 1: N_{\text{c}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} \times N_{\text{r}} N_{\text{c}}}$$

$$\mathbf{W}_{m,n}(\mathbf{x}_{\text{UE}}) = \mathbf{a}^H(\mathbf{x}_{\text{UE}}) \mathbf{U} \mathbf{s}_m[n] \mathbf{I}_{N_{\text{r}}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} \times N_{\text{r}}}$$

其中， $\mathbf{I}_{N_{\text{r}}}$  表示  $N_{\text{r}} \times N_{\text{r}}$  的单位矩阵， $\text{mat}$  表示将元素在不同行上堆叠成矩阵， $\text{diag}$  表示按照对角线排列为矩阵。式(10)将间接反射径中的未知参数全部纳入等效信道状态  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  中，降低了间接反射信道估计难度。在下行通信链路中，由于RSU始终知道其发送符号  $\{\mathbf{s}_m[n] | \forall n = 1: N_{\text{c}}, \forall m = 1: M\}$  及  $\mathbf{U}$ ，且观测信号长度大于等效信道维度，因此解决了技术难题 1。

**方法 2：全模型参数联合优化。**

根据等效信道模型，车辆感知问题等价描述为

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \arg \min_{\boldsymbol{\alpha}} \min_{\mathbf{h}_{\text{EQ}}} \{\|\mathbf{z} - \mathcal{W}(\boldsymbol{\alpha}) \mathbf{h}_{\text{EQ}}\|_2^2 | \forall \mathbf{h}_{\text{EQ}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} N_{\text{c}} + 1}\}$$

其代价函数  $\min\{\|z - \mathcal{W}(\alpha)\mathbf{h}_{\text{EQ}}\|_2^2 \mid \forall \mathbf{h}_{\text{EQ}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{R}}+1}\}$  仍然没有闭合表达式, 技术难题 2 有待解决。为此, 采用式(12)解决车辆状态感知问题。

$$(\hat{\mathbf{h}}_{\text{EQ}}, \hat{\alpha}) = \arg \min_{\mathbf{h}_{\text{EQ}}, \alpha} \|z - \mathcal{W}(\alpha)\mathbf{h}_{\text{EQ}}\|_2^2 \quad (12)$$

其中, 通过构造等价优化问题, 新的目标函数  $\|z - \mathcal{W}(\alpha)\mathbf{h}_{\text{EQ}}\|_2^2$  具有解析表达式, 进而可以联合优化等效信道状态  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  和车辆状态  $\alpha$ 。若获得联合优化问题式(12)的最优解  $(\hat{\mathbf{h}}_{\text{EQ}}, \hat{\alpha})$ , 则  $\hat{\alpha}$  同为原问题的最优解。因此技术难题 2 得到解决。

**方法 3: 凸性子结构挖掘。**

由于等价系统模型  $\mathcal{W}(\alpha)\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  在  $\alpha$  域上的非线性特性, 联合优化问题式(12)仍然是非凸的。为了解决技术难题 3 (非凸函数优化), 本文挖掘式(12)中关于变量  $\alpha$  的隐含凸性结构, 构建非凸代价函数  $\|z - \mathcal{W}(\alpha)\mathbf{h}_{\text{EQ}}\|_2^2$  的凸性代理函数, 然后不断优化各个迭代阶段的凸性代理函数, 最终得到优化问题式(18)的局部最优解。

另外, 由于系统模型  $\mathcal{W}(\alpha)\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  是等效信道状态  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  的线性函数, 因此代价函数  $\|z - \mathcal{W}(\alpha)\mathbf{h}_{\text{EQ}}\|_2^2$  存在关于  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  的凸性子结构。据此, 将联合优化问题式(12)分解为信道状态估计和车辆状态估计这 2 个子问题, 并挖掘其系统模型分别在  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  和  $\alpha$  上的凸性结构, 信道状态  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  和交替优化车辆状态  $\alpha$ , 最终实现两者的联合优化。

具体而言, 首先给定  $\alpha$  的初始解  $\hat{\alpha}_{[0]}$ , 不断优化 2 个子问题, 实现  $\hat{\mathbf{h}}_{[i]}$  和  $\hat{\alpha}_{[i]}$  的交替迭代, 直到两者收敛。反射链路等效信道状态和车辆状态的优化算法设计及其迭代算法阐述如下。

### 2.3 算法设计

#### 1) 信道状态估计

假定在第  $i$  次迭代中, 已经获得车辆状态  $\alpha$  的估计  $\hat{\alpha}_{[i]}$ , 那么依据联合优化问题式(12), 反射链路等效信道状态估计子问题可描述为

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{EQ}} = \arg \min_{\mathbf{h}_{\text{EQ}}} \|z - \mathcal{W}(\hat{\alpha}_{[i]})\mathbf{h}_{\text{EQ}}\|_2^2 \quad (13)$$

因此, 依据线性模型式(10), 在当前迭代中, 等效信道状态  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  可估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_{[i]} = (\mathcal{W}^{\text{H}}(\hat{\alpha}_{[i]})\mathcal{W}(\hat{\alpha}_{[i]}))^{-1} \mathcal{W}^{\text{H}}(\hat{\alpha}_{[i]})z \quad (14)$$

通过挖掘系统模型  $\mathcal{W}(\hat{\alpha}_{[i]})\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  关于  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  的线性结构, 获得给定  $\hat{\alpha}_{[i]}$  情况下  $\mathbf{h}_{\text{EQ}}$  的最优估计。

#### 2) 车辆状态估计

假设在上一次迭代中已经获得车辆状态估计  $\hat{\mathbf{h}}_{[i]}$ , 根据式(12), 车辆状态估计可表示为

$$\hat{\alpha} = \arg \min_{\alpha} \|z - \mathcal{W}(\alpha)\hat{\mathbf{h}}_{[i]}\|_2^2 \quad (15)$$

由于  $\mathcal{W}(\alpha)$  是  $\alpha$  的非线性函数, 车辆状态估计子问题仍然是非凸的。如前所述, 通过挖掘上述问题中的潜在凸性结构应对该问题。令  $v_{\text{S}}(\alpha; \hat{\alpha}_{[i]}, \hat{\mathbf{h}}_{[i]})$  表示代价函数  $\|z - \mathcal{W}(\alpha)\hat{\mathbf{h}}_{[i]}\|_2^2$  的凸性代理函数, 即

$$v_{\text{S}}(\alpha; \hat{\alpha}_{[i]}, \hat{\mathbf{h}}_{[i]}) = \|z - \mathcal{W}(\hat{\alpha}_{[i]})\hat{\mathbf{h}}_{[i]} - \nabla_{\alpha}^{\text{H}}(\mathcal{W}(\hat{\alpha}_{[i]})\hat{\mathbf{h}}_{[i]})(\alpha - \hat{\alpha}_{[i]})\|_2^2$$

其中,  $\nabla_{\alpha}(\mathcal{W}(\hat{\alpha}_{[i]})\hat{\mathbf{h}}_{[i]}) \in \mathbb{C}^{3 \times N_{\text{R}}N_{\text{C}}M}$  表示  $\mathcal{W}(\alpha)\hat{\mathbf{h}}_{[i]}$  在  $\alpha = \hat{\alpha}_{[i]}$  点处对  $\alpha$  的梯度, 计算式为

$$\nabla_{\alpha}(\mathcal{W}(\hat{\alpha}_{[i]})\hat{\mathbf{h}}_{[i]}) = \mathcal{K}(\hat{\alpha}_{[i]})\mathcal{H}_{\text{EQ}} \quad (16)$$

其中,  $\mathcal{K}(\hat{\alpha}_{[i]}) \in \mathbb{C}^{3 \times (N_{\text{R}}N_{\text{C}}+1)N_{\text{R}}N_{\text{C}}M}$  表示为

$$\begin{aligned} \mathcal{K}(\hat{\alpha}_{[i]}) &= \left[ (\boldsymbol{\kappa}_{r,n,m}(\hat{\alpha}_{[i]}))^{\text{T}} \mid \forall r=1:N_{\text{R}}, \forall n=1:N_{\text{C}}, \forall m=1:M \right]^{\text{T}} \\ \boldsymbol{\kappa}_{r,n,m}(\hat{\alpha}_{[i]}) &= [\boldsymbol{\kappa}_{r,n,m}^{(1)}(\hat{\alpha}_{[i]}), \boldsymbol{\kappa}_{r,n,m}^{(2)}(\hat{\alpha}_{[i]})] \in \mathbb{C}^{3 \times (N_{\text{R}}N_{\text{C}}+1)} \\ \boldsymbol{\kappa}_{r,n,m}^{(1)}(\hat{\alpha}_{[i]}) &= \nabla_{\alpha} \left( e^{-j2\pi(f_n - \hat{f}_{d,[i]})\hat{\tau}_{0,[i]}} b_r(\hat{\mathbf{x}}_{[i]})\mathbf{a}^{\text{H}}(\hat{\mathbf{x}}_{[i]})\mathbf{U}\mathbf{s}_m[n] \right) \\ \boldsymbol{\kappa}_{r,n,m}^{(2)}(\hat{\alpha}_{[i]}) &= \nabla_{\alpha} \left( \mathbf{a}^{\text{H}}(\hat{\mathbf{x}}_{[i]})\mathbf{U}\mathbf{s}_m[n] \right) \boldsymbol{\delta}_{r,n}^{\text{H}} \end{aligned} \quad (17)$$

其中,  $\hat{f}_{d,[i]}$  为  $\hat{\alpha}_{[i]}$  对应的多普勒频移估计;  $\hat{\tau}_{0,[i]}$  为直接反射径的双程传播时延估计, 由式(1)给定;  $b_r(\hat{\mathbf{x}}_{[i]})$  为  $\mathbf{b}(\hat{\mathbf{x}}_{[i]})$  的第  $r$  个元素, 由式(5)给定;  $\boldsymbol{\delta}_{r,n}$  为  $N_{\text{R}}N_{\text{C}} \times 1$  维的指示向量, 除了第  $(n-1)N_{\text{R}} + r$  个元素为 1, 其他元素均为 0,  $\forall r=1:N_{\text{R}}, \forall n=1:N_{\text{C}}$ 。

同时, 式(16)中  $\mathcal{H}_{\text{EQ}} \in \mathbb{C}^{(N_{\text{R}}N_{\text{C}}+1)N_{\text{R}}N_{\text{C}}M \times N_{\text{R}}N_{\text{C}}M}$  可表示为

$$\mathcal{H}_{\text{EQ}} = \mathbf{I}_{N_{\text{R}}N_{\text{C}}M} \odot \mathbf{h}_{\text{EQ}} \Big|_{\mathbf{h}_{\text{EQ}} = \hat{\mathbf{h}}_{[i]}} \quad (18)$$

其中,  $\odot$  表示哈达玛积。

在当前迭代中, 给定  $\hat{\alpha}_{[i]}$ ,  $\hat{\mathbf{h}}_{[i]}$  和  $v_{\text{S}}(\alpha; \hat{\alpha}_{[i]}, \hat{\mathbf{h}}_{[i]})$ , 解决式(19)所示的最小化问题。

$$\hat{\alpha} = \arg \min_{\alpha} v_S(\alpha; \hat{\alpha}_{[i]}, \hat{\mathbf{h}}_{[i]}) \quad (19)$$

可得到车辆状态估计的闭合迭代表达式为

$$\hat{\alpha}_{[i+1]} = \hat{\alpha}_{[i]} + \boldsymbol{\mu}_{[i+1]} \quad (20)$$

其中， $\boldsymbol{\mu}_{[i+1]}$  为  $\hat{\alpha}_{[i+1]}$  的更新方向，表达式为

$$\boldsymbol{\mu}_{[i+1]} = (\mathcal{D}(\hat{\alpha}_{[i]}) \mathcal{D}^H(\hat{\alpha}_{[i]}))^{-1} \mathcal{D}(\hat{\alpha}_{[i]}) (z - \mathcal{W}(\hat{\alpha}_{[i]}) \hat{\mathbf{h}}_{[i]})$$

其中， $\mathcal{D}(\hat{\alpha}_{[i]}) = \mathcal{K}(\hat{\alpha}_{[i]}) \mathcal{H}_{\text{EQ}}$ 。

## 2.4 算法总结

为了应对通信感知一体化系统中不可避免的多径传播干扰和随机信道衰落问题，首先将多径传播和随机信道纳入问题建模中，挖掘多径反射传播模型的隐含线性结构，然后构建优化问题的凸性代理函数，获得凸性代理函数下的最优信道估计及车辆状态估计。据此，不断更新凸性代理函数  $v_S(\alpha; \hat{\alpha}_{[i]}, \hat{\mathbf{h}}_{[i]})$ ，交替优化信道状态和车辆状态，直至收敛，最终获得信道状态和车辆状态的估计。另外，通过多径干扰信道状态和车辆状态的联合优化，可以同时得到反射干扰信道状态的估计，进而通过多径反射传播模型补偿，抑制间接反射信道对车辆状态估计的干扰，从而提高车辆定位精度及测速精度。

具体而言，给定初始解  $\hat{\alpha}_{[0]}$ ，利用 OFDM 回波信号  $z$ ，依据式(14)和式(19)交替优化  $\hat{\mathbf{h}}_{[i]}$  和  $\hat{\alpha}_{[i+1]}$ ，直至收敛。基于 OFDM 回波信号的通信感知一体化系统移动终端定位及测速算法如算法 1 所示。

### 算法 1 移动终端定位及测速算法

输入 发送符号  $\{s_m[n] | \forall n = 1: N_C, \forall m = 1: M\}$

及其回波信号  $z$

- 1) 初始化车辆状态  $\hat{\alpha}_{[0]}$
- 2) 当不收敛时执行 ( $i = 1: N_{\text{im}}$ )
- 3) 依据式(14)计算  $\hat{\mathbf{h}}_{[i]}$
- 4) 依据式(19)计算  $\hat{\alpha}_{[i+1]}$
- 5) 结束迭代
- 6) 确定车辆状态  $\hat{\alpha} = \hat{\alpha}_{[i+1]}$

输出  $\hat{\mathbf{x}}_{\text{UE}} = [\hat{\alpha}]_{1:2}$ ,  $\hat{\mathbf{v}}_{\text{UE}} = [\hat{\alpha}]_3$ ,  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{EQ}} = \hat{\mathbf{h}}_{[i]}$

算法 1 中， $N_{\text{im}}$  为最大迭代次数， $[\hat{\alpha}]_3$  为  $\hat{\alpha}$  第 3 个

元素。为了确保所提算法能够顺利推算车辆状态，需要约定以下条件。

条件 A<sub>1</sub>: 单个子带内的子载波数量  $N_C \geq 2$ 。

条件 A<sub>2</sub>: 观测向量维度  $N_C N_R M \geq 4 + N_R N_C$ 。

条件 A<sub>3</sub>: 系统单个子带的带宽小于相干带宽，

即  $\frac{N_C}{N_{\text{total}} T_S} < \frac{1}{\tau_{\text{max}}}$ ，其中  $\tau_{\text{max}} = \max\{\tau_l | l = 1: L\}$ 。

条件 A<sub>4</sub>: OFDM 符号周期小于信道相干时间，

即  $N_{\text{total}} T_S < \frac{1}{f_d}$ 。

条件 A<sub>1</sub> 用于保证算法能够利用多载波对多普勒和时延进行解耦，从而进行定位和测速。条件 A<sub>2</sub> 用于保证观测信息数量不少于车辆状态感知及信道联合估计问题式(12)的自由度，使其感知问题可解。条件 A<sub>3</sub> 用于保证不同子载波的信道是平坦一致的。条件 A<sub>4</sub> 用于保证观测时间内的样本对应的信道变化极小（相干时间和相干带宽内的信道近乎保持不变）。

由于车辆状态感知问题的非凸特性，上述迭代优化算法对初始值  $\hat{\alpha}_{[0]}$  较敏感。有 2 种策略可以辅助获得较好的初始解  $\hat{\alpha}_{[0]}$ 。其一，利用 TOA 估计和匹配滤波等现有简易算法<sup>[34]</sup>，获得初步的车辆状态，作为所提算法的初始解，然后进行交替优化，获得精细估计。其二，在无先验信息辅助的情况下，在参数  $\alpha$  的空间内进行随机抽样，获得  $K$  个抽样粒子  $\{\alpha^{(k)} | \forall k = 1: K\}$ ，然后比较每个粒子对应的初始代价函数值，选取代价函数值最小的粒子作为初始估计。粒子数量越多，获得好的初始解的概率越大。由于随机采样只在初始化中使用，不会大幅增加所提算法的复杂度。

## 3 仿真分析

利用蒙特卡罗仿真方法，首先统计所提算法与基线算法的误差累计分布，以反映所提算法的总体性能；然后测试不同信噪比下所提算法的定位测速性能；最后设定系统参数的渐进变化范围，揭示不同系统参数配置对定位测速性能的影响规律。

### 3.1 仿真设置

除非特别指明，系统参数设定如下。考虑一个路侧单元，设定其发射天线数和接收天线数为  $N_T = N_R = 32$ ，毫米波载波频率  $f_c = 60$  GHz，带宽  $B = 100$  MHz（满足  $B = \frac{1}{T_S}$ ），OFDM 信号子载波数量  $N_{\text{total}} = 512$ ，单个子带内的子载波数量  $N_C = 10$ ，OFDM 符号数  $M = 10$ ，光速

$c = 3 \times 10^8$  m/s。车辆行驶径向速度  $v_{UE} \in [0, 20]$  m/s，对应的多普勒频移  $f_d \in [0, 8]$  kHz。假设  $L = 2$ ，即一条直接反射径，2 条间接反射径。路侧单元与车辆之间的距离为 50 m，相对角度  $\phi \in [-\pi, \pi]$  rad，复信道增益  $h_l = e^{j\omega} (\tau_l c)^{-2}$ ， $\forall l = 0:L$ ， $\omega \in [-\pi, \pi]$ ，双程传播距离  $\tau_l c = \|\mathbf{x}_{RSU} - \mathbf{x}_{UE}\|_2 + \|\mathbf{x}_{UE} - \mathbf{w}_l\|_2 + \|\mathbf{x}_{RSU} - \mathbf{w}_l\|_2$ ， $\mathbf{w}_l \in \mathbb{R}^2$  表示第  $l$  个间接反射物位置，在半径为 50 m 的区域内随机分布。

为了公平起见，不同仿真场景考虑统一的接收端回波信噪比。回波信噪比定义为

$$\gamma_{SNR} = 10 \lg \frac{\mathbb{E}\{\|\mathbf{g}(\mathbf{h}, \boldsymbol{\alpha}; \boldsymbol{\kappa})\|_2^2\}}{\mathbb{E}\{\|\boldsymbol{\varepsilon}\|_2^2\}}$$

如无特殊说明，设置信噪比为 10 dB。

考虑以下最新工作中的算法作为基线算法，与本文所提算法进行公平比较和分析。

**基线算法 1:** 基于最大似然法的多普勒测速算法，仅考虑了直接反射径<sup>[36]</sup>。

**基线算法 2:** 基于匹配滤波方法的多普勒测速算法，仅考虑了直接反射径<sup>[34]</sup>。

**基线算法 3:** 基于最大似然估计的定位算法，仅考虑了直接反射径，且未考虑多普勒效应<sup>[33]</sup>。

**基线算法 4:** 基于压缩感知的定位算法，未考虑目标机动性及多普勒效应的影响<sup>[35]</sup>。

同时，分别考虑文献[33]和文献[36]中的无线终端定位误差和测速误差的 CRLB 作为性能理论界，以评估本文算法的定位与测速性能。

### 3.2 仿真结果

仿真内容包含算法性能对比和系统参数影响规律 2 个部分，其仿真过程分别概述如下。

在算法性能对比的仿真过程中，首先，设定环境参数；然后，依据系统理论模型式(10)产生回波信号样本  $\mathbf{z}$ ，进而依据所提算法伪代码搭建算法程序框架，算法框架将利用回波信号样本  $\mathbf{z}$  产生车辆状态估计结果  $\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{[t+1]}$ ；最后，统计车辆状态估计与其真实值之间的误差，以测试算法性能。

在系统参数影响规律的仿真测试中，首先，选定所考察的系统参数，并依据实际情况设定渐进变化范围，并令其他系统参数保持不变；然后，据此设定仿真场景中的系统参数产生回波信号样本、搭建算法代码框架、收集算法输出结果，统计车辆状态感知误差，以此总结和分析系统参数变化对车辆状态感知性能的影响规律。

#### 1) 算法性能对比

图 2 和图 3 分别给出了信噪比为 10 dB 时的车辆定位误差和测速误差的累积分布函数。在相同条件下，由于考虑了多径传播干扰信道、随机信道衰落和多普勒效应的影响，通过信道估计与定位测速联合优化设计，本文算法比基线算法 1 和基线算法 2 具有更好的测速性能。同样，本文算法通过考虑复杂环境的传播模型结构，可以有效地应对多径传播干扰及随机信道扰动，与基线算法 3 相比，本文算法可以获得更好的定位性能。由于基线算法 3 和基线算法 4 尚未考虑相对运动引起的多普勒效应，其定位精度具有很大折损。由此可见，在多径传播干扰和随机信道衰落场景下，本文算法通过联合参数估计与干扰模型补偿，可以实现更好的定位和测速性能。

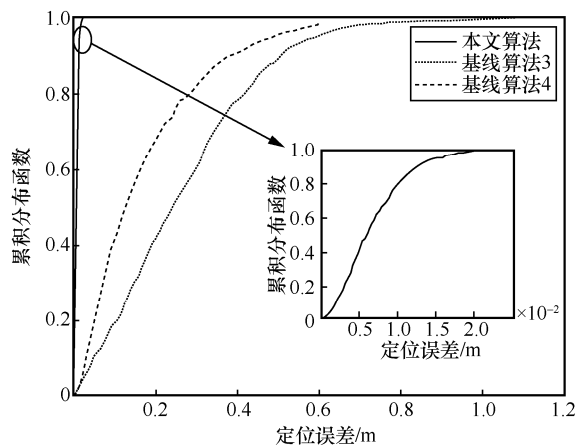


图 2 定位误差累积分布

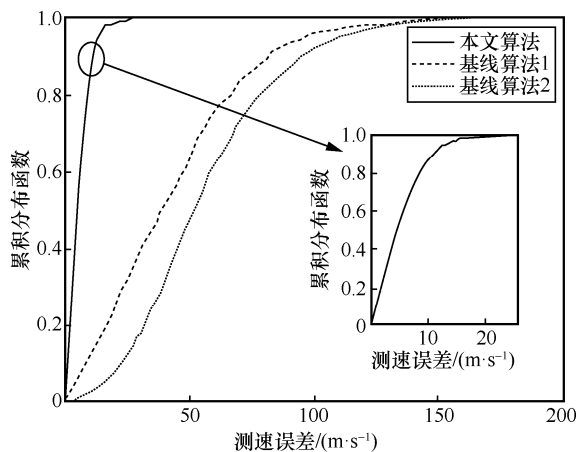


图 3 测速误差累积分布

车辆定位误差和测速误差随信噪比的变化分别如图 4 和图 5 所示。从图 4 和图 5 可以看到，

随着信噪比增加，定位精度与测速精度随之提升。在给定信噪比范围内，本文算法离其理论CRLB较近，获得了比基线算法更好的定位精度和测速精度。当信噪比为0 dB时，可以达到厘米级定位误差。

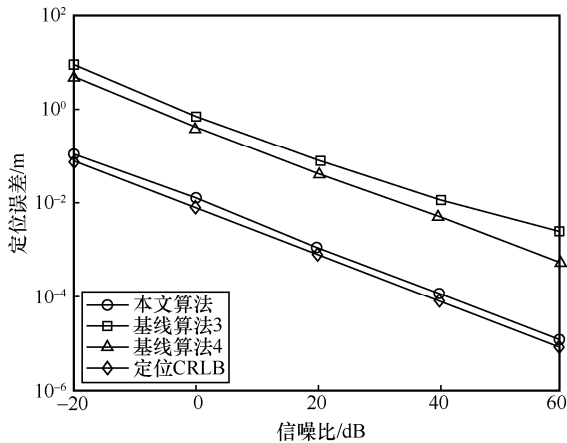


图4 定位误差随信噪比的变化

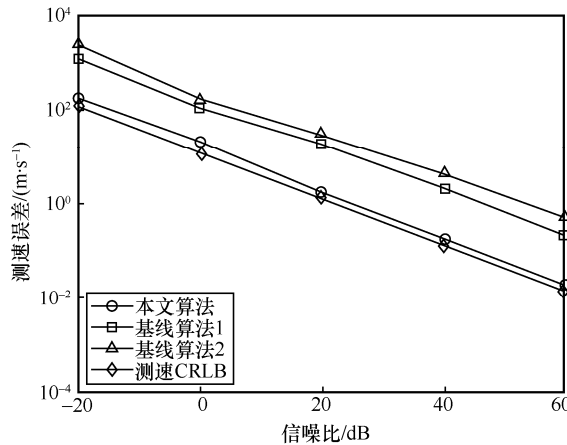


图5 测速误差随信噪比的变化

### 2) 系统参数影响规律

下面对收发天线数、距离、带宽等不同系统参数对车辆状态感知性能的影响规律进行分析。统一考虑接收端信噪比为20 dB，以减轻噪声对系统关键参数影响分析的干扰。

车辆定位及测速性能与收发天线数、距离、带宽、子载波数量及中心载波频率的关系分别如图6~图10所示。从图6、图8和图9中可知，定位误差随着收发天线数量 $N_R$ 和 $N_T$ 、系统带宽 $B$ 和子载波数量 $N_C$ 的增加而下降。这是由于随着系统开销的增加，独立样本的数量也相应增加。另一方面，随着系统带宽 $B$ 的增加，基带信号回波的波长也随之

减小，感知信号的空间分辨率提升，因此定位精度也会提升。

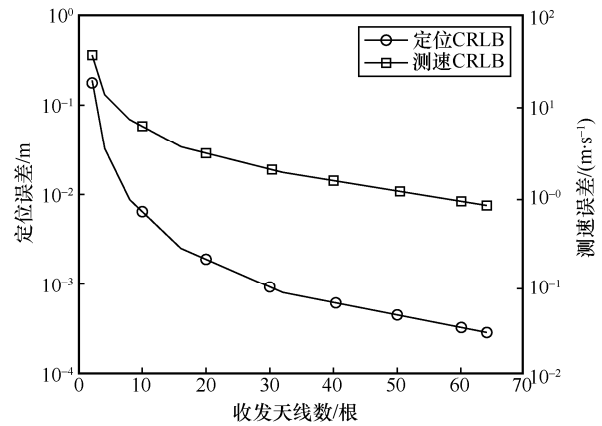


图6 定位及测速性能与收发天线数的关系

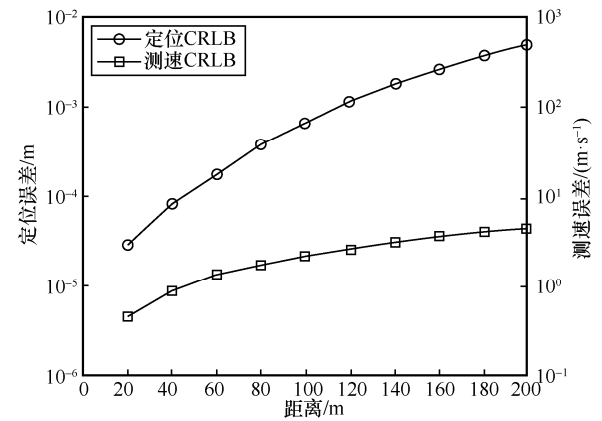


图7 定位及测速性能与距离的关系

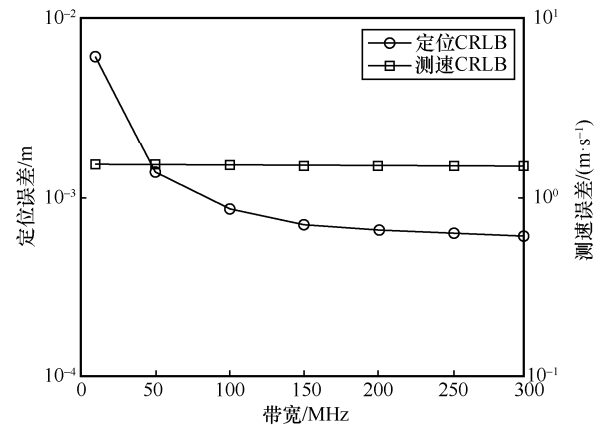


图8 定位及测速性能与带宽的关系（子载波数量保持不变）

类似地，测速性能也会随着子载波数量 $N_C$ 、收发天线数量 $N_R$ 和 $N_T$ 的增加而提升。值得注意的是，不同于定位性能，测速性能与系统带宽（等效于子载波频率 $f_n$ ）无关，而与子载波数量 $N_C$ 有关，如图8和图9所示。因此，单纯地提升系统带宽而

不增加子载波数量对测速性能增益不明显。反之，即使保持系统带宽不变，增加子载波数量（降低子载波间隔）也可提升车辆测速性能。

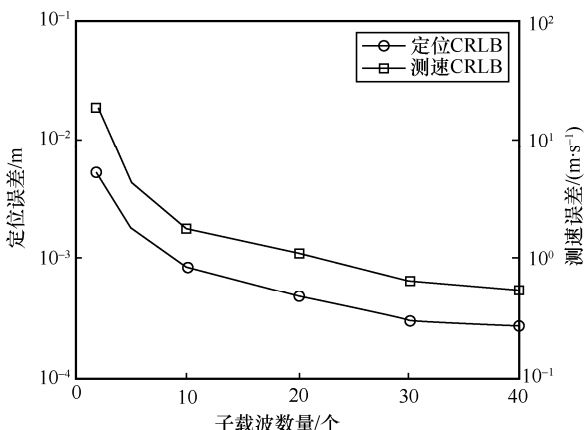


图 9 定位及测速性能与子载波数量的关系（系统带宽保持不变）

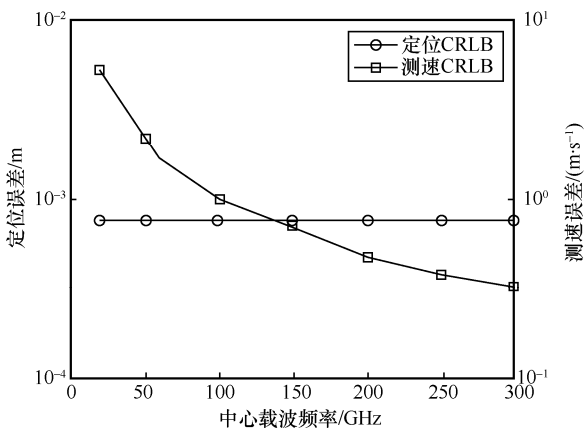


图 10 定位及测速性能与中心载波频率的关系

从图 7 可知，由于目标距离 RSU 越远，随机信道衰落导致回波信号的信噪比越低，因此定位精度和测速精度越差。同时，由于距离越远，回波信号中的位置信息量越少（即使回波信号的信噪比保持不变），因此距离对定位误差影响更大。

从图 10 可知，由于通信感知一体化系统利用回波信号的基带特征对车辆状态进行估计，因此定位不受毫米波信号中心载波频率  $f_c$  的影响，但是测速精度随着中心载波频率  $f_c$  的增大而增加，这是由于多普勒效应本身与频段信号（实际发送和接收的信号）的频率有关。

#### 4 结束语

受多径传播干扰、随机信道扰动及多普勒效应的影响，毫米波信号会产生严重畸变，制约了通信

感知一体化系统的感知能力。为了解决这类问题，本文提出了一种新颖的移动车辆定位及测速算法，首先，联合运用下行通信回波信号的多载波测量对传输距离和多普勒频移进行解耦；然后，充分挖掘时变信道及多径传播的特点，推算车辆位置及信道状态，同时联合估计车辆速度，以抵消多径传播干扰和信道扰动，并补偿多普勒效应对车辆位置估计的不利影响。总而言之，通过挖掘“无线通信”信号传输特征，削弱了多径信道干扰及随机信道扰动对“定位感知”的不利影响。此外，本文还通过数值实验分析了不同系统参数对定位和测速性能的影响。结果表明，增加子载波数量、收发天线数可以有效提升定位精度和测速精度。子载波频率对定位精度至关重要，但是对测速性能影响不大。另外，随着距离的增加，定位精度和测速精度越差，且定位性能下降得更明显。由于车辆状态感知利用回波信号的基带特征，毫米波信号的中心载波频率对定位性能没有影响（此处假定天线阵元间距始终保持为通信载频信号波长的一半），而测速精度随着中心载波频率的升高而提升。

针对非凸优化、复杂目标函数等技术难点，本文采取了问题转换、凸近似等技术手段，并设计了干扰抵消及扰动补偿技术，以应对随机信道衰落，因此获得了较好的定位及测速性能。另外，本文只考虑了单车场景。如何将回波感知方法扩展到多车辆场景，抑制车辆间信号干扰，区分不同车辆对应的多普勒频移，将是今后的研究方向。

#### 参考文献:

- [1] 陈山枝. 蜂窝车联网(C-V2X)及其赋能智能网联汽车发展的辩思与建议[J]. 电信科学, 2022, 38(7): 1-17.  
CHEN S Z. Critical thinking and suggestions on C-V2X with the developments of intelligent connected vehicles[J]. Telecommunications Science, 2022, 38(7): 1-17.
- [2] 兰玉彬, 王天伟, 陈盛德, 等. 农业人工智能技术: 现代农业科技的翅膀[J]. 华南农业大学学报, 2020, 41(6): 1-13.  
LAN Y B, WANG T W, CHEN S D, et al. Agricultural artificial intelligence technology: wings of modern agricultural science and technology[J]. Journal of South China Agricultural University, 2020, 41(6): 1-13.
- [3] 王文博, 侯跃峰, 田峰, 等. 面向扩展现实的通信感知计算一体化视频传输及 QoE 评价[J]. 移动通信, 2022, 46(5): 84-88.  
WANG W B, HOU Y F, TIAN F, et al. Video transmission and QoE evaluation of integrated communication, sensing and computation for extended reality[J]. Mobile Communications, 2022, 46(5): 84-88.
- [4] LIU F, CUI Y H, 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.
- [5] 姜大洁, 姚健, 李健之, 等. 通信感知一体化关键技术与挑战[J]. *移动通信*, 2022, 46(5): 69-77.  
JIANG D J, YAO J, LI J Z, et al. Key technologies and challenges for integrated sensing and communication[J]. *Mobile Communications*, 2022, 46(5): 69-77.
- [6] 张若愚, 袁伟杰, 崔原豪, 等. 面向 6G 的大规模 MIMO 通信感知一体化: 现状与展望[J]. *移动通信*, 2022, 46(6): 17-23.  
ZHANG R Y, YUAN W J, CUI Y H, et al. Integrated sensing and communications with massive MIMO for 6G: status and prospect[J]. *Mobile Communications*, 2022, 46(6): 17-23.
- [7] 方箭, 冯大权, 段海军, 等. V2X 通信研究概述[J]. *电信科学*, 2019, 35(6): 102-112.  
FANG J, FENG D Q, DUAN H J, et al. An overview of V2X communications[J]. *Telecommunications Science*, 2019, 35(6): 102-112.
- [8] 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.
- [9] LIU A, HUANG Z, LI M, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(2): 994-1034.
- [10] 陈旭, 尉志青, 冯志勇, 等. 面向 6G 的智能机器通信与网络[J]. *物联网学报*, 2020, 4(1): 59-71.  
CHEN X, WEI ZH Q, FENG Z Y, et al. Intelligent machine-type communication and network for 6G system[J]. *Chinese Journal on Internet of Things*, 2020, 4(1): 59-71.
- [11] 彭木根, 刘喜庆, 刘子乐, 等. 6G 通信感知一体化理论与技术[J]. *控制与决策*, 2023, 38(1): 22-38.  
PENG M G, LIU X Q, LIU Z L, et al. The theory and technology of 6G communication perception integration[J]. *Control and Decision*, 2023, 38(1): 22-38.
- [12] 梁兴东, 李强, 王杰, 等. 雷达通信一体化技术研究综述[J]. *信号处理*, 2020, 36(10): 1615-1627.  
LIANG X D, LI Q, WANG J, et al. Joint wireless communication and radar sensing: review and future prospects[J]. *Journal of Signal Processing*, 2020, 36(10): 1615-1627.
- [13] 张大庆, 张扶桑, 吴丹, 等. 基于 CSI 的通信感知一体化设计: 问题、挑战和展望[J]. *移动通信*, 2022, 46(5): 9-16.  
ZHANG D Q, ZHANG F S, WU D, et al. Design of CSI-based integrated sensing and communication: issues, challenges and prospects[J]. *Mobile Communications*, 2022, 46(5): 9-16.
- [14] BARNETO C B, LIYANAARACHCHI S D, HEINO M, et al. Full duplex radio/radar technology: the enabler for advanced joint communication and sensing[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(1): 82-88.
- [15] SHI C, XU D Z, ZHOU Y, et al. Range-DOA information and scattering information in phased-array radar[C]//*Proceedings of 2019 IEEE 5th International Conference on Computer and Communications (ICCC)*. Piscataway: IEEE Press, 2020: 747-752.
- [16] AI Y, YI W, BLUM R S, et al. Cramer-Rao lower bound for multitarget localization with noncoherent statistical MIMO radar[C]//*Proceedings of 2015 IEEE Radar Conference (RadarCon)*. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1497-1502.
- [17] KUMAR D, SALORANTA J, DESTINO G, et al. On trade-off between 5G positioning and mmWave communication in a multi-user scenario[C]//*Proceedings of 2018 8th International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS)*. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-5.
- [18] KOBAYASHI M, CAIRE G, KRAMER G. Joint state sensing and communication: optimal tradeoff for a memoryless case[C]//*Proceedings of 2018 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*. Piscataway: IEEE Press, 2018: 111-115.
- [19] KUMARI P, NGUYEN D H N, HEATH R W. Performance trade-off in an adaptive IEEE 802.11AD waveform design for a joint automotive radar and communication system[C]//*Proceedings of 2017 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. Piscataway: IEEE Press, 2017: 4281-4285.
- [20] STURM C, WIESBECK W. Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing[J]//*Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(7): 1236-1259.
- [21] 马丁友, 刘祥, 黄天耀, 等. 雷达通信一体化: 共用波形设计和性能边界[J]. *雷达学报*, 2022, 11(2): 198-212.  
MA D Y, LIU X, HUANG T Y, et al. Joint radar and communications: shared waveform designs and performance bounds[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 198-212.
- [22] 李国琳, 郭文彬. 雷达通信一体化波形设计综述[J]. *移动通信*, 2022, 46(5): 38-44.  
LI G L, GUO W B. Waveform design for integrated radar and communication: a survey[J]. *Mobile Communications*, 2022, 46(5): 38-44.
- [23] LIU F, ZHOU L F, MASOUIROS C, et al. Toward dual-functional radar-communication systems: optimal waveform design[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(16): 4264-4279.
- [24] LIU X, HUANG T Y, SHLEZINGER N, et al. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 3929-3944.
- [25] SHI C G, WANG F, SELLATHURAI M, et al. Power minimization-based robust OFDM radar waveform design for radar and communication systems in coexistence[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(5): 1316-1330.
- [26] HUANG T Y, SHLEZINGER N, XU X Y, et al. MAJoRCom: a dual-function radar communication system using index modulation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 3423-3438.
- [27] CHEN L, LIU F, WANG W D, et al. Joint radar-communication transmission: a generalized Pareto optimization framework[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 2752-2765.
- [28] CAO X W, ZHU G X, XU J, et al. Optimized power control for over-the-air computation in fading channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(11): 7498-7513.
- [29] WANG F, XU J, CUI S G. Optimal energy allocation and task offloading policy for wireless powered mobile edge computing systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(4): 2443-2459.
- [30] ZHANG A, RAHMAN M L, HUANG X J, et al. Perceptive mobile networks: cellular networks with radio vision via joint communication and radar sensing[J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2021, 16(2): 20-30.
- [31] RAHMAN M L, ZHANG J A, HUANG X J, et al. Framework for a perceptive mobile network using joint communication and radar sensing[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(3): 1926-1941.

- [32] NI Z T, ZHANG J A, HUANG X J, et al. Uplink sensing in perceptive mobile networks with asynchronous transceivers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, 69: 1287-1300.
- [33] LIU F, MASOUIROS C. A tutorial on joint radar and communication transmission for vehicular networks—part I: background and fundamentals[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(2): 322-326.
- [34] LIU F, YUAN W J, MASOUIROS C, et al. Radar-assisted predictive beamforming for vehicle-to-infrastructure links[C]//Proceedings of 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [35] SHAHMANSOORI A, GARCIA G E, DESTINO G, et al. Position and orientation estimation through millimeter-wave MIMO in 5G systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(3): 1822-1835.
- [36] FAN D, LIU Y W, WANG G P, et al. Joint Doppler and channel estimation for high-speed railway wireless communication with massive ULA[C]//Proceedings of 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [37] LU S Y. 5G communication and positioning integrated system based on millimeter wave[C]//Proceedings of 2019 International Conference on Electronic Engineering and Informatics (EEI). Piscataway: IEEE Press, 2020: 73-77.
- [38] 王明星. 基于 OFDM 的雷达通信一体化信号设计研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.  
WANG M X. Research on the design of integrated signal for radar and communication based on OFDM[D]. Xi'an: Xidian University, 2015.
- [39] 慈能达. 车载毫米波雷达通信一体化系统中的压缩感知 DOA 估计[D]. 长沙: 湖南大学, 2018.  
CI N D. Compressed sensing DOA estimation in vehicle-mounted millimeter-wave radar communication integration system[D]. Changsha: Hunan University, 2018.
- [40] LIU F, LIU Y F, LI A, et al. Cramér-Rao bound optimization for joint radar-communication beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 240-253.

## [作者简介]



周炳朋 (1987- )，男，山东莱阳人，博士，中山大学副教授，主要研究方向为无线通信与无线定位。



马珊珊 (1998- )，女，广东梅州人，中山大学硕士生，主要研究方向为 6G 毫米波通信感知一体化、无线定位。