

基于正交时频空间—通信感知一体化的无人机定位精度分析

雷霆¹, 姜帆², 巩紫君³, 吴慧慈¹, 陶小峰^{1,2}

(1. 北京邮电大学移动互联网安全技术国家工程研究中心, 北京 100876; 2. 鹏城实验室宽带通信研究部, 广东 深圳 518000;
3. 香港科技大学(广州)物联网学域, 广东 广州 511453)

摘要: 无人机在众多场景得到广泛的应用, 通信感知一体化技术为满足无人机对通信和感知的巨大需求提供了新机遇, 正交时频空间能够很好地满足通信感知一体化系统在高速移动场景下的定位要求。然而, 在毫米波/太赫兹频段, 基于大型天线阵列的正交时频空间的通信感知一体化基站遇到高速移动的无人机时, 多普勒效应和波束斜视效应不可忽略。针对波束斜视效应, 提出了一种基于快速傅里叶变换(FFT, fast Fourier transform)的迭代算法来进行定位估计, 通过实验仿真分析, 证明该算法可有效逼近克拉美罗下界。

关键词: 通信感知一体化; 无人机; 多普勒效应; 波束斜视; 定位

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.2025.00466

Analysis of UAV positioning accuracy based on OTFS-ISAC

LEI Ting¹, JIANG Fan², GONG Zijun³, WU Huici¹, TAO Xiaofeng^{1,2}

1. National Engineering Research Center of Mobile Network Technologies, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China
2. Department of Broadband Communication, Peng Cheng Laboratory (PCL), Shenzhen 518000, China
3. IOT Thrust, The Hong Kong University of Science and Technology (Guangzhou), Guangzhou 511453, China

Abstract: Unmanned aerial vehicles (UAVs) are widely used in various scenarios. The integrated sensing and communication (ISAC) technology offers new opportunities to meet the huge demands of UAVs for positioning. Orthogonal time frequency space (OTFS), due to its delay-Doppler domain modulation characteristics, can well satisfy the sensing requirements of the ISAC system in high-speed mobile scenarios. However, in millimeter-wave (mmWave)/terahertz frequency band, when OTFS-ISAC based on large antenna arrays meets a high-speed moving UAV, Doppler effect and beam squint effect cannot be ignored. In response to the beam squint effect, an iterative algorithm based on the fast Fourier transform (FFT) was proposed for positioning estimation. Through experimental simulation and analysis, it is proved that this algorithm can effectively approach the Cramér-Rao lower bound (CRLB).

Key words: ISAC, UAV, Doppler effect, beam squint, positioning

0 引言

由于其低成本、高机动性和强大空地视距链路等独特优势, 无人机在智能交通、环境监测、灾害救援等众多场景中得到应用^[1-4]。无人机的定位问题

得到了广泛的研究, 高精度实时定位有助于无人机避开环境中的障碍物和拥堵的航线^[5-7]。通信感知一体化 (ISAC, integrated sensing and communication) 技术凭借频谱和硬件平台的共享以及通信和雷达信号的联合处理框架, 引起了学术界和工业界的广泛

收稿日期: 2024-12-09; 修回日期: 2025-01-10

通信作者: 陶小峰, taoxf@bupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62327801)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 62327801)

关注^[8-10]，为满足无人机对通信和感知的巨大需求提供了新机遇^[11]。ISAC的设计目标在于实现通信与感知的互惠互利，从而使得通信辅助感知以及感知辅助通信成为现实^[12]。

而同步定位与通信（SLAC, simultaneous localization and communication）作为ISAC的典型应用，恰好契合这一宗旨^[13]。一方面，在通信过程中进行信道估计，获得到达时间（TOA, time of arrival）、出发角（AOD, angle of departure）、到达角（AOA, angle of arrival）等与感知相关的信息，从而辅助感知^[14-15]。另一方面，位置信息可以用于预测信道知识，从而提高通信性能^[16]。

正交时频空间（OTFS, orthogonal time frequency space）的时延-多普勒（DD, delay-Doppler）域调制机制，能够使数据符号与某些信道参数直接交互，很好地满足了通信感知一体化系统在高速移动场景下的感知要求^[17-20]。在毫米波/太赫兹频段下，ISAC基站配置数百根天线，能够实现更高的传输速率与感知精度^[21-22]。然而，在毫米波/太赫兹大规模多输入多输出（MIMO, multiple-input multiple-output）系统中必须考虑波束斜视^[23]。波束斜视也称为空间宽带效应，在大规模MIMO配置里，相同的数据符号在阵列孔径上有不可忽视的时延。此外，无人机具有高速移动的特性，对其进行连续导航时，实际通信信道会出现多普勒频移。

然而，目前考虑多普勒效应和波束斜视效应情况下的ISAC基站对无人机定位的研究较为少见，相关研究主要集中在考虑多普勒效应和波束斜视效应的信道模型建模上。文献[24]推导了多普勒效应和波束斜视效应下宽带无人机通信的信道模型，发现即使在视距情况下，大型天线阵列也会导致符号间干扰（ISI, inter-symbol-interference）。文献[25]提出了MIMO-OTFS的SLAC信道模型虽然并未直接应用于无人机领域，但其开发的信道模型证明了波束斜视不可忽视，同时指出DD域信道模型近似于真实无线信道的一阶泰勒展开，这一模型有助于更好地理解多普勒效应和波束斜视效应对信道特性的影响。

基于上述文献，本文考虑毫米波频段的大带宽下，一个基于大型天线阵列的OTFS-ISAC基站对一个单天线无人机进行定位的场景。与已有研究相比，本文主要贡献总结如下。

（1）进行波束斜视建模：对波束斜视予以考虑，并量化其对信道参数估计所产生的影响。提出一种基于快速傅里叶变换（FFT, fast Fourier transform）的迭代算法来处理该问题，且证明此算法的估计性能与克拉美罗下界（CRLB, Cramér-Rao lower bound）极为接近。

（2）信道估计和定位的CRLB分析：基于文献[25]的信道模型，推导了信道参数估计和定位误差的渐进CRLB。

1 系统模型

本文提出了单天线无人机和基于大型天线阵列的OTFS-ISAC基站的定位系统。基于OTFS-ISAC的无人机定位系统如图1所示，无人机按照预定轨迹飞行，在整个飞行周期内，基站作为ISAC平台去感知无人机并与无人机通信。基于城市信息模型（CIM, city information model）技术^[26]，可以将无人机飞行的低空空域划分为三维空间栅格，目标是通过基站对无人机进行定位，从而将无人机的位置信息映射在空间栅格中，实现对低空空域的精细化管理，确保无人机飞行安全。

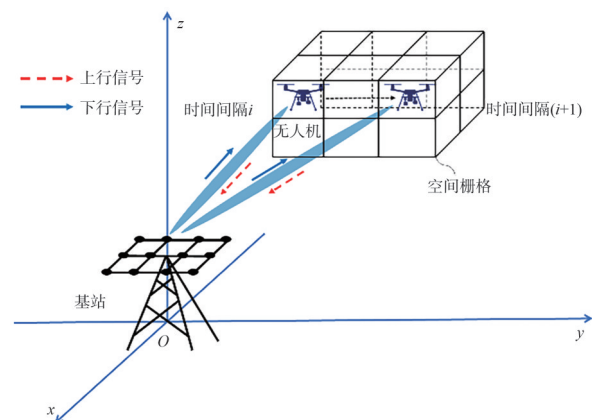


图1 基于OTFS-ISAC的无人机定位系统

建立一个以基站底端为原点的三维直角坐标系。假设基站处的均匀面阵天线（UPA, uniform planar array）有个天线，沿x轴和y轴方向分布，天线间距在两个方向上都是 $D = \lambda/2$ ， λ 表示载频的波长。 (k_1, k_2) 表示天线单元，其中 $k_1 \in \{0, 1, \dots, K_1 - 1\}$ ， $k_2 \in \{0, 1, \dots, K_2 - 1\}$ ， $(0, 0)$ 天线单元的坐标为 $\mathbf{x}_B = [0, 0, H_B]^T$ 。

1.1 信号模型

无人机采用OTFS调制与基站通信，并且信道

状态信息 (CSI, channel state information) 是未知的。传输一个二维数据帧 $X_{n,m}$, $n = 1, 2, \dots, N$, $m = 1, 2, \dots, M$, 其中 N 表示时隙个数, M 表示子载波个数。子载波间隔为 F , OTFS 符号周期为 T , 满足 $FT = 1$ 。带宽为 B , 块长 $S = NT$ 。无人机发射的 OTFS 信号可表示为

$$s(t) = \sum_{n,m} X_{n,m} g_l(t - nT) e^{j2\pi n m F (t - nT)} \quad (1)$$

其中, $X_{n,m} = \sqrt{P_U} x_{n,m}$ 表示 OTFS 符号序列, P_U 表示无人机的信号发射功率, $x_{n,m}$ 表示无人机向基站发送的正交振幅调制 (QAM, quadrature amplitude modulation) 信号, 满足 $E[\|x_{n,m}\|^2] = 1$ 。 $g_l(t)$ 表示发射脉冲, 信号经过 L 条路径被基站接收, 基站的 天线单元 (k_1, k_2) 上的接收信号表示为

$$r_{k_1, k_2}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l e^{-j2\pi f_c \tau_{l, k_1, k_2}(t)} s(t - \tau_{l, k_1, k_2}(t)) \quad (2)$$

其中, a_l 表示第 l 条路径的信道增益, f_c 表示信号的中心频率, $\tau_{l, k_1, k_2}(t)$ 表示信号从无人机到基站的第 l 条路径在天线单元 (k_1, k_2) 上的传播时延, 通常是随着时间变化的。

1.2 信道模型

DD 域信道模型接近于真实无线信道的一阶泰勒近似, 具体来说, 传播时延可以近似为时间的一次函数^[25]

$$\tau_{l, k_1, k_2}(t) \approx \tau_{l, k_1, k_2} + \rho_l t \quad (3)$$

其中, $\rho_l = -v_l/f_c$, 称为多普勒标度因子, 在无人机高速运动的场景中具有明显的多普勒效应, 即 $\rho_l \neq 0$ 。从式(2)可以看出 ρ_l 会以两种方式影响接收信号: 首先, 在第 l 条路径上, 频谱移动 $v_l = -\rho_l f_c$, 即多普勒频移; 其次, 基带信号 $s(t)$ 按照因子 $1 - \rho_l$ 进行缩放。为了忽略第二种影响, 需要满足 $|\rho_l t| \ll 1/B$ 对于任何 l 和 $t \in [0, NT]$ 都成立, 于是存在近似

$$s(t - \tau_{l, k_1, k_2}(t) - \rho_l t) \approx s(t - \tau_{l, k_1, k_2}) \quad (4)$$

近似条件表示为

$$MN \ll \frac{1}{|\rho_l|} \quad (5)$$

将式(4)进一步展开为

$$s(t - \tau_{l, k_1, k_2}) = \sum_{n,m} X_{n,m} g_l(t - \tau_{l, k_1, k_2} - nT) e^{j2\pi n m F (t - \tau_{l, k_1, k_2})} \quad (6)$$

由于多天线带来的传播时延要求远远小于一个符号时间, 即

$$g_l(t - \tau_{l, k_1, k_2} - nT) \approx g_l(t - \tau_l - nT) \quad (7)$$

必须满足

$$\frac{(k_1 \sin \theta_l \cos \varphi_l + k_2 \sin \theta_l \sin \varphi_l) D}{c} \ll T \quad (8)$$

其中, φ_l 和 θ_l 分别表示为第 l 条径信号相对于基站的方位角和俯仰角, 于是近似条件表示为

$$\frac{KD}{c} \ll T \quad (9)$$

其中, MN 是时频资源个数, K 与天线数量相关, 其值等于 $\sqrt{K_1^2 + K_2^2}$ 。由于空地无线通信中的空地信道一般包含较强的视距链路^[27], 本文将基站和无人机之间的通信信道建模为莱斯信道, K_B 表示莱斯因子, 则基站接收的信号表示为

$$Y_{k_1, k_2, n, m} = X_{n, m} a_0 \left(\sqrt{\frac{K_B}{1 + K_B}} h_{k_1, k_2, n, m}^{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{1 + K_B}} h_{k_1, k_2, n, m}^{\text{NLOS}} \right) + Z_{k_1, k_2, n, m} \quad (10)$$

其中, $a_0 = \lambda / (4\pi r_0^2)$ 表示路径损耗, η 表示路径损耗指数, r_0 表示基站天线到无人机的直线距离。 $Z_{k_1, k_2, n, m}$ 为加性高斯白噪声, 服从独立同分布、均值为 0、方差为 σ_0^2 的复高斯分布。 $\sigma_0^2 = k F_0 T_0 B$ 表示接收机的噪声功率, k 是玻尔兹曼常数, F_0 是噪声系数, T_0 是开尔文温度。 $h_{k_1, k_2, n, m}^{\text{LOS}}$ 为信道矩阵的 LOS 径分量, 表示为

$$h_{k_1, k_2, n, m}^{\text{LOS}} = e^{j\phi_0} e^{j2\pi n T v_0} e^{-j2\pi n m F \tau_0} e^{-jk_1 \tilde{\omega}_1} e^{-jk_2 \tilde{\omega}_2} \quad (11)$$

其中, ϕ_0 表示初始相位, $h_{k_1, k_2, n, m}^{\text{NLOS}}$ 表示信道矩阵的非视距 (NLOS, non line of sight) 传播分量, 服从独立同分布、均值为 0、方差为 1 的复高斯分布^[28]。 $\tilde{\omega}_1$ 和 $\tilde{\omega}_2$ 被称为空间特征, 表示为

$$\tilde{\omega}_1 = \left(1 + \frac{mF}{f_c} \right) \omega_1 \quad (12)$$

$$\tilde{\omega}_2 = \left(1 + \frac{mF}{f_c} \right) \omega_2 \quad (13)$$

其中, $\omega_1 = \pi \sin \theta_0 \cos \varphi_0$, $\omega_2 = \pi \sin \theta_0 \sin \varphi_0$, φ_0 和 θ_0 分别表示为无人机 LOS 信号相对于基站的方位角和俯仰角, 从式(12)~式(13)可以看到在大宽带、大天线的通信中, 即使对于相同方向的信号, 不同子载波上的空间特征是不一样的, 该现象被称为波束斜视。

2 CRLB分析

由于LOS信道包含了无人机的位置信息，其定位精度依赖于基站对LOS信道参数的估计精度，本节将分析信道估计和定位误差的CRLB。

2.1 信道估计误差

假设时域上有 P 个位置，频域上有 Q 个位置用于信道估计和定位，导频在位置 (n_p, m_q) 处插入，其中 $n_p \in \{n_0, n_1, \dots, n_{P-1}\}$ ， $m_q \in \{m_0, m_1, \dots, m_{Q-1}\}$ 。根据式(10)得到导频位置处的信道增益

$$\hat{H}_{k_1, k_2, n_p, m_q} = H_{k_1, k_2, n_p, m_q} + \Delta H_{k_1, k_2, n_p, m_q} \quad (14)$$

其中， H_{k_1, k_2, n_p, m_q} 表示理想的CSI，包含基站期望的LOS分量，具体表示为

$$H_{k_1, k_2, n_p, m_q} = a_0 \sqrt{\frac{K_B}{1 + K_B}} e^{j\phi_0} e^{j2\pi n_p T v_0} e^{-j2\pi m_q F \tau_0} e^{-jk_1 \left(1 + \frac{m_q F}{f_c}\right) \omega_1} e^{-jk_2 \left(1 + \frac{m_q F}{f_c}\right) \omega_2} \quad (15)$$

一共有6个信道参数，包括 a_0 、 ϕ_0 、 v_0 、 τ_0 、 ω_1 、 ω_2 。对于定位来说，基站只对定位相关的参数感兴趣。定义参数 $\theta = [\tau_0, v_0, \omega_1, \omega_2, \phi_0]^T$ ，进一步 $\tilde{\theta} = [\theta^T, a_0]^T$ 。CSI估计误差 $\Delta H_{k_1, k_2, n_p, m_q}$ 表示为

$$\Delta H_{k_1, k_2, n_p, m_q} = a_0 \sqrt{\frac{1}{1 + K_B}} h_{k_1, k_2, n_p, m_q}^{\text{NLOS}} + \frac{Z_{k_1, k_2, n_p, m_q}}{X_{n_p, m_q}} \quad (16)$$

可见 $\Delta H_{k_1, k_2, n_p, m_q}$ 服从独立同分布、均值为0、方差为 $\sigma^2 = a_0^2 / (1 + K_B) + \sigma_0^2 / P_U$ 的复高斯分布。为了方便记录，将估计的CSI表示为 $\hat{H} \in \mathbb{C}^{K_1 K_2 P Q \times 1}$ ，其期望表示为 $H = \mathbf{E}\{\hat{H}\}$ 。信道估计的概率密度函数和对数似然函数表示为

$$p(\hat{H}; \tilde{\theta}) = (\pi\sigma^2)^{-K_1 K_2 P Q} \exp\left\{-\frac{\|\hat{H} - H\|_F^2}{\sigma^2}\right\} \quad (17)$$

$$L(\hat{H}; \tilde{\theta}) = p(\hat{H}; \tilde{\theta}) \quad (18)$$

关于 $\tilde{\theta}$ 的费雪信息矩阵(FIM, Fisher information matrix)表示为

$$\mathbf{F}_{\tilde{\theta}} = \mathbf{E}\left[\nabla_{\tilde{\theta}} L(\hat{H}; \tilde{\theta}) \nabla_{\tilde{\theta}}^T L(\hat{H}; \tilde{\theta})\right] \quad (19)$$

经过推导得到

$$\mathbf{F}_{\tilde{\theta}} = \text{diag}\{\mathbf{F}_{\theta}, \mathbf{F}_{a_0}\} \quad (20)$$

其中， \mathbf{F}_{θ} 和 \mathbf{F}_{a_0} 分别为 θ 和 a_0 的FIM，本文只考虑使用 θ 中的参数对无人机进行定位，关于 θ 的FIM表示为

$$\mathbf{F}_{\theta} = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{k_1, k_2, p, q} R \left(\nabla_{\theta} H_{k_1, k_2, n_p, m_q} \nabla_{\theta}^T H_{k_1, k_2, n_p, m_q} \right) \quad (21)$$

为了得到信道参数估计的CRLB的简洁表达式，下面进行渐进分析。在大天线、大带宽和大帧长的条件下，即当 K_1, K_2, P, Q 较大时， τ_0 、 v_0 、 ω_1 和 ω_2 的渐进CRLB表示为

$$R_{\tau_0} = \frac{3\sigma^2 \zeta_1}{2\tilde{a}_0^2 \pi^2 K_1 K_2 P Q B^2} \quad (22)$$

$$R_{v_0} = \frac{3\sigma^2 \zeta_1}{2\tilde{a}_0^2 \pi^2 K_1 K_2 P Q S^2} \quad (23)$$

$$R_{\omega_1} = \frac{6\sigma^2 \zeta_2}{\tilde{a}_0^2 K_1^3 K_2 P Q} \quad (24)$$

$$R_{\omega_2} = \frac{6\sigma^2 \zeta_2}{\tilde{a}_0^2 K_1 K_2^3 P Q} \quad (25)$$

其中， $\tilde{a}_0 = K_B a_0 / (1 + K_B)$ ， ζ_1 和 ζ_2 是与波束斜视相关的系数，具体表示为

$$\zeta_1 = \frac{1 + r + \frac{1}{3}r^2}{1 + r - \frac{1}{6}r^2} \quad (26)$$

$$\zeta_2 = \frac{1 + r + \frac{1}{12}r^2}{1 + 2r + \frac{7}{6}r^2 + \frac{1}{6}r^3 - \frac{1}{18}r^4} \quad (27)$$

其中， $r = B/f_c$ ，在毫米波的条件，比如当 $B = 400$ MHz， $f_c = 30$ GHz，有 $r = 1/75$ ，则 ζ_1 和 ζ_2 近似为1。

2.2 定位估计误差

本节在信道参数估计误差CRLB的基础上推导定位估计误差CRLB。通常假设只有LOS包含目标的位置，目标是从 τ_0 、 ω_1 、 ω_2 中提取无人机的位置信息，定义 $\Psi = [\tau_0, \omega_1, \omega_2]^T$ 。为了定位，假设无人机位于 $\mathbf{r} = [x, y, h]^T$ ， (x, y) 表示二维水平坐标， h 表示高度。同样， \mathbf{r}_{BS} 表示基站天线的位置。为了表示方便，假设基站天线单元(0, 0)位于三维坐标系的原点，则 τ_0 、 ω_1 、 ω_2 与无人机和基站天线的位置的关系表示为

$$\tau_0 = \frac{d}{c}, \omega_1 = \frac{\pi x}{d}, \omega_2 = \frac{\pi y}{d} \quad (28)$$

其中， $d = \|\mathbf{r}\|$ ， c 表示光速，关于 \mathbf{r} 的FIM表示为

$$\mathbf{F}_{\mathbf{r}} = \nabla_{\mathbf{r}}^T \Psi \mathbf{F}_{\Psi} \nabla_{\mathbf{r}} \Psi \quad (29)$$

$\nabla_{\mathbf{r}} \Psi$ 是 Ψ 关于 \mathbf{r} 的雅可比矩阵，是关于 Ψ 的FIM， \mathbf{R}_{Ψ} 是关于 Ψ 的CRLB，且 $\mathbf{F}_{\Psi} = \mathbf{R}_{\Psi}^{-1}$ ，从 \mathbf{R}_{θ} 中选择与 Ψ 相关的元素组成 \mathbf{R}_{Ψ} ，具体表示为

$$\mathbf{R}_\psi = \frac{\sigma^2}{2\tilde{\alpha}_0^2 K_1 K_2 P Q} \begin{bmatrix} \frac{3\zeta_1}{\pi^2 B^2} & \delta_1 & \delta_2 \\ \delta_1 & \frac{12\zeta_2}{K_1^2} & \delta_3 \\ \delta_2 & \delta_3 & \frac{12\zeta_2}{K_2^2} \end{bmatrix} \quad (30)$$

其中, 对角线元素表示为

$$\begin{aligned} \delta_1 &= -\frac{3r}{\pi BK_1 \left(1 + r - \frac{1}{6}r^2\right)} \\ \delta_2 &= -\frac{3r}{\pi BK_2 \left(1 + r - \frac{1}{6}r^2\right)} \\ \delta_3 &= \frac{3r^2}{K_1 K_2 \left(1 + 2r + \frac{7}{6}r^2 + \frac{1}{6}r^3 - \frac{1}{18}r^4\right)} \end{aligned} \quad (31)$$

在毫米波的条件下, \mathbf{R}_ψ 中的非对角元素远小于对角元素, 于是有

$$\mathbf{R}_\psi \sim \text{diag} [R_{\tau_0}, R_{\omega_1}, R_{\omega_2}] \quad (32)$$

无人机位置 \mathbf{r} 的 CRLB 表示为

$$\mathbf{R}_r = \nabla_r^{-1} \Psi \mathbf{R}_\psi \nabla_r^{-T} \Psi \mathbf{R}_r = \nabla_r^{-1} \Psi \mathbf{R}_\psi \nabla_r^{-T} \Psi \quad (33)$$

并且定位估计的 CRLB 表示为 \mathbf{R}_r 的对角线元素之和, 表示为

$$\sigma_x^2 = \text{tr} \left\{ \mathbf{R}_\psi (\nabla_r \Psi \nabla_r^T \Psi)^{-1} \right\} \quad (34)$$

定位误差的渐进 CRLB 可表示为

$$\sigma_x^2 = c^2 R_{\tau_0} + \frac{d^2 \left(1 + \frac{x^2}{h^2}\right)}{\pi^2} R_{\omega_1} + \frac{d^2 \left(1 + \frac{y^2}{h^2}\right)}{\pi^2} R_{\omega_2} \quad (35)$$

3 信道估计和定位

为了实现对无人机的高精度定位, 本节将给出定位估计的算法。

3.1 考虑波束斜视的信道估计

可以通过增大天线数量来提高定位精度, 然而随着天线数量的增加, 尤其在毫米波的大带宽下, 信号穿过大型天线阵列的时延是不可忽视的, 这将导致波束斜视。将波束斜视的影响单独提出来, 式(15)重新表示为

$$\begin{aligned} H_{k_1, k_2, n_p, m_q} &= a_0 e^{j\phi_0} e^{j2\pi n_p T v_0} e^{-j2\pi m_q F \tau_0} e^{-jk_1 \omega_1} e^{-jk_2 \omega_2} \Theta_{k_1, k_2}(\omega_1, \omega_2) \\ H_{k_1, k_2, n_p, m_q} &= a_0 e^{j\phi_0} e^{j2\pi n_p T v_0} e^{-j2\pi m_q F \tau_0} e^{-jk_1 \omega_1} e^{-jk_2 \omega_2} \Theta_{k_1, k_2}(\omega_1, \omega_2) \end{aligned} \quad (36)$$

其中

$$\Theta_{k_1, k_2}(\omega_1, \omega_2) = e^{-jk_1 \frac{m_q F}{f_c} \omega_1} e^{-jk_2 \frac{m_q F}{f_c} \omega_2} \quad (37)$$

$\Theta_{k_1, k_2}(\omega_1, \omega_2)$ 与波束斜视相关, 当不存在波束斜视时, $\Theta_{k_1, k_2}(\omega_1, \omega_2) \triangleq 1$ 。如果能够减少 $\Theta_{k_1, k_2}(\omega_1, \omega_2)$ 这一项的影响, 那么将有助于估计信道参数。本文对文献[29]中提出的算法进行修正, 提出一种基于 FFT 的迭代算法, 实现对传播时延、空间特征和多普勒频移的联合估计, 如算法 1 所示。

算法 1 基于 FFT 的迭代算法

步骤 1 初始化参数。

令 $i = 0$, $\hat{H}_{k_1, k_2, n_p, m_q}^{(i)} = \hat{H}_{k_1, k_2, n_p, m_q}^\circ$

步骤 2 估计空间特征。

对 $H_{k_1, k_2, n_p, m_q}^{(i)}$ 中的空间特征 ω_1 和 ω_2 2 个维度进行 FFT 峰值搜索, 得到估计值 $\hat{\omega}_1^{(i)}$ 和 $\hat{\omega}_2^{(i)}$, 并构造 $\Theta_{k_1, k_2}(\hat{\omega}_1^{(i)}, \hat{\omega}_2^{(i)})$ 。

步骤 3 补偿信道增益。

$\hat{H}_{k_1, k_2, n_p, m_q}^{(i+1)} = \hat{H}_{k_1, k_2, n_p, m_q}^{(i)} \Theta_{k_1, k_2}^*(\hat{\omega}_1^{(i)}, \hat{\omega}_2^{(i)}) \hat{H}_{k_1, k_2, n_p, m_q}^{(i+1)} = \hat{H}_{k_1, k_2, n_p, m_q}^{(i)} \Theta_{k_1, k_2}^*(\hat{\omega}_1^{(i)}, \hat{\omega}_2^{(i)})$, $i = i + 1$, 回到步骤 2, 直至空间特征的估计值 $\hat{\omega}_1^{(i)}$ 和 $\hat{\omega}_2^{(i)}$ 收敛。

步骤 4 估计传播时延和多普勒频移。

对 $H_{k_1, k_2, n_p, m_q}^{(i)}$ 中的传播时延 τ_0 和多普勒频移 v_0 2 个维度进行 FFT 峰值搜索, 得到估计值 $\hat{\tau}_0$ 和 \hat{v}_0 。

3.2 定位估计

选取与无人机位置相关的 3 个信道参数 $\hat{\tau}_0, \hat{\omega}_1, \hat{\omega}_2$ 来提取位置信息, 通过高斯-牛顿法来求解以下非线性优化-加权最小二乘法问题

$$\begin{aligned} \min_{\hat{\mathbf{r}}} & \frac{(\hat{\tau}_0 - \tau_0(\hat{\mathbf{r}}))^2}{\sigma_{\tau_0}^2} + \frac{(\hat{\omega}_1 - \omega_1(\hat{\mathbf{r}}))^2}{\sigma_{\omega_1}^2} + \\ & \frac{(\hat{\omega}_2 - \omega_2(\hat{\mathbf{r}}))^2}{\sigma_{\omega_2}^2} \min_{\hat{\mathbf{r}}} \frac{(\hat{\tau}_0 - \tau_0(\hat{\mathbf{r}}))^2}{\sigma_{\tau_0}^2} + \frac{(\hat{\omega}_1 - \omega_1(\hat{\mathbf{r}}))^2}{\sigma_{\omega_1}^2} + \frac{(\hat{\omega}_2 - \omega_2(\hat{\mathbf{r}}))^2}{\sigma_{\omega_2}^2} \end{aligned} \quad (38)$$

其中, $\tau_0(\hat{\mathbf{r}}), \omega_1(\hat{\mathbf{r}}), \omega_2(\hat{\mathbf{r}})$ 表示根据估计位置计算出的传播时延和空间特征, 优化问题的解给出了无人机位置的非线性加权最小二乘估计值。

3.3 算法复杂度分析

对于高速运动的无人机而言, 应该充分考虑定位估计算法的计算复杂度。在本文场景下, 可以将定位过程分为 2 个步骤: (1) 信道感知参数的估计; (2) 定位算法。步骤 (2) 的复杂度可以忽略不计, 原因其只涉及少量的矩阵和乘积运算, 而且只需要 2~3 次迭代便可以实现收敛, 因此, 本文重

点分析步骤(1)的复杂度。感知信道参数包括空间特征1、空间特征2、传播时延和多普勒频移,其对应天线 x 、天线 y 、子载波和时间这4个维度。假设4个维度的初始估计需要的FFT点数分别为 K'_x, K'_y, N'_s, N'_t , 后续估计需要的FFT点数分别为 K_x, K_y, N_t, N_s 。对于空间特征1的估计,子载波维度的估计复杂度为 $\mathcal{O}(2K_1K_2PN_s\log N'_s)$,时间维度的估计复杂度为 $\mathcal{O}(4K_1K_2N_t\log N'_t)$,天线 y 维度的估计复杂度为 $\mathcal{O}(8K_1K_y\log K'_y)$,天线 x 维度的估计复杂度为 $\mathcal{O}(8K_x\log K'_x)$ 。综上,估计空间特征1的复杂度具体表示为

$$\begin{aligned} & \mathcal{O}(2K_1K_2PN_s\log N'_s) + \mathcal{O}(4K_1K_2N_t\log N'_t) + \\ & \mathcal{O}(8K_1K_y\log K'_y) + \mathcal{O}(8K_x\log K'_x) \end{aligned} \quad (39)$$

同样,估计空间特征2的复杂度表示为

$$\begin{aligned} & \mathcal{O}(2K_1K_2PN_s\log N'_s) + \mathcal{O}(4K_1K_2N_t\log N'_t) + \\ & \mathcal{O}(8K_2K_x\log K'_x) + \mathcal{O}(8K_y\log K'_y) \end{aligned} \quad (40)$$

为了克服波束斜视,接下来需要进行迭代处理,假设迭代次数为 V ,每次迭代需要进行补偿处理,其复杂度为 $\mathcal{O}(K_1K_2QP)$ 。完成迭代后,再估计传播时延和多普勒频移,估计传播时延的复杂度表示为

$$\begin{aligned} & \mathcal{O}(2K_2QP K_x\log K'_x) + \mathcal{O}(4QP K_y\log K'_y) + \\ & \mathcal{O}(8QN_t\log N'_t) + \mathcal{O}(8N_s\log N_s) \end{aligned} \quad (41)$$

估计多普勒频移的复杂度表示为

$$\begin{aligned} & \mathcal{O}(2K_2QP K_x\log K'_x) + \mathcal{O}(4QP K_y\log K'_y) + \\ & \mathcal{O}(8PN_s\log N'_s) + \mathcal{O}(8N_t\log N_t) \end{aligned} \quad (42)$$

所以本文所提算法的复杂度表示为

$$\begin{aligned} & (V+1) \left\{ \begin{aligned} & \mathcal{O}(2K_1K_2PN_s\log N'_s) + \mathcal{O}(4K_1K_2N_t\log N'_t) \\ & + \mathcal{O}(8K_1K_y\log K'_y) + \mathcal{O}(8K_x\log K'_x) \\ & \mathcal{O}(2K_1K_2PN_s\log N'_s) + \mathcal{O}(4K_1K_2N_t\log N'_t) \\ & + \mathcal{O}(8K_2K_x\log K'_x) + \mathcal{O}(8K_y\log K'_y) \\ & + \mathcal{O}(K_1K_2QP) \end{aligned} \right\} \\ & \mathcal{O}(2K_2QP K_x\log K'_x) + \mathcal{O}(4QP K_y\log K'_y) + \\ & \mathcal{O}(8QN_t\log N'_t) + \mathcal{O}(8N_s\log N_s) \\ & \mathcal{O}(2K_2QP K_x\log K'_x) + \mathcal{O}(4QP K_y\log K'_y) + \\ & \mathcal{O}(8PN_s\log N'_s) + \mathcal{O}(8N_t\log N_t) \end{aligned} \quad (43)$$

本文所提算法相较于文献[24]中基于无网格压缩感知的信道跟踪算法的三次方复杂度,本文算法

成功达成线性复杂度,极大提升了计算效率。

4 仿真结果与分析

本节将进行仿真来验证所提出的理论结果和算法的有效性。考虑5G NR的毫米波频段^[30],载频 $f_c = 30$ GHz,无人机的最大飞行速度^[11]为20 m/s。根据前面的讨论,BS的取值必须确保 $BS=MN \ll 1.5 \times 10^7$,本文考虑 $M = 1024, N = 128$,仿真中采用QPSK调制。设定 $Q = 256, P = 16$,即大约3%的资源块用于信道估计和定位。

4.1 定位误差的渐进CRLB

为了验证定位误差的渐进CRLB是否能够逼近定位误差的CRLB,考虑无人机的二维坐标位于 $(0, 0)$,其高度变化^[31]为 $\{60, 80, 100\}$ m,带宽在范围5~400 MHz内变化,莱斯因子 K_B 的变化为 $\{5, 15\}$ dB。

基站天线数量为 4×4 ,渐进CRLB和CRLB的数值关系如图2所示,其中CRLB-Asy表示渐进CRLB,从仿真结果可以看出渐进CRLB与CRLB存在一定的偏离。基站天线数量为 16×16 ,渐进CRLB和CRLB的数值关系如图3所示,从仿真结果可以看出渐进CRLB与CRLB非常接近,说明在大天线、大带宽和大帧长的条件下渐进CRLB可以有效逼近CRLB。值得一提的是,渐进CRLB的有效性 with 莱斯因子的具体取值并无直接关联,只要存在LOS径,本文所构建的渐进分析模型便能稳定发挥作用,为系统性能评估提供可靠依据。

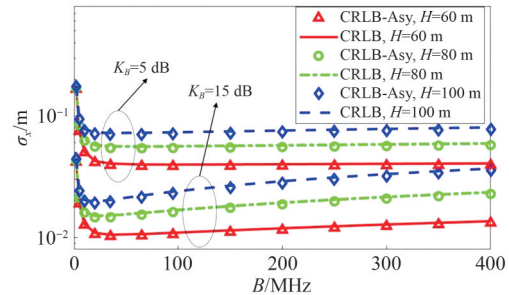


图2 基站天线数量 4×4 ,渐进CRLB和CRLB的数值关系

4.2 算法性能

本节将评估本文提出的基于FFT的迭代算法的性能。为了验证所提基于FFT的迭代算法对于信道参数估计的收敛性,需要展示其收敛行为。假设基站天线的高度为10 m,无人机位于 $(50, 50, 50)$ m处。

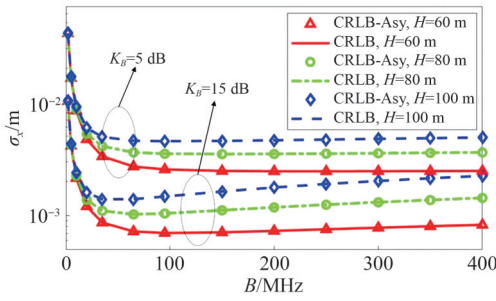


图3 基站天线数量16×16,渐进CRLB和CRLB的数值关系

基站天线数量8×8, 16×16, 不同迭代次数的空间特征1估计误差RMSE如图4所示, 绘制了空间特征 ω_1 的估计误差的均方根误差(RMSE, root mean square error)和CRLB。由于估计误差随着迭代次数的增加而单调减小, 只需要几次迭代就可以实现收敛。从仿真中还可以看到, 如果忽略波束斜视, 即迭代次数为0时, 估计误差在 10^{-2} 的数量级, 而经过几次迭代后, 估计误差下降至 10^{-4} 数量级, 这说明了所提算法能够有效克服波束斜视。

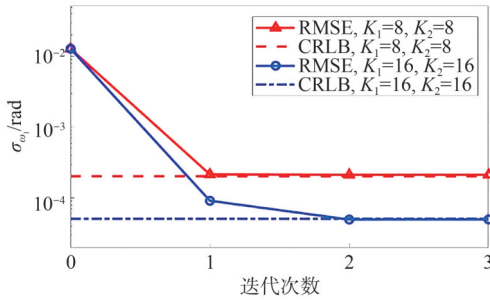
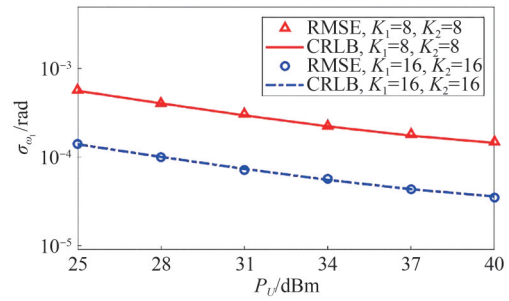


图4 基站天线数量8×8,16×16,不同迭代次数的空间特征1估计误差RMSE

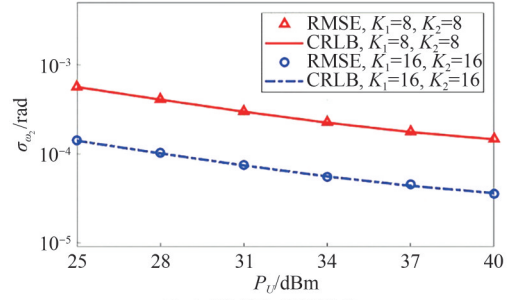
不同天线单元数量和发射功率下的信道估计误差和定位估计误差RMSE如图5所示, 给出了不同的天线数量和无人机发射功率下的信道估计误差和定位误差, 天线数量变化为{8×8, 16×16}, 发射功率变化为{25, 28, 31, 34, 37, 40} dBm, 带宽设置为400 MHz。可以看到空间特征、多普勒频移和传播时延的估计误差非常接近CRLB, 验证了本文提出的基于FFT的迭代算法的有效性。

5 结束语

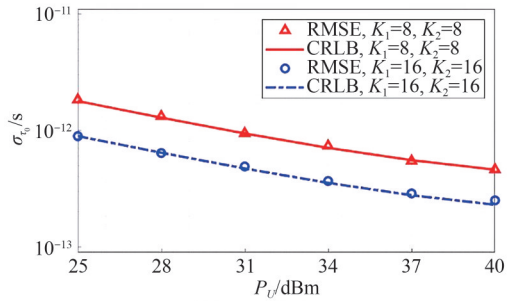
本文研究了单天线无人机和基于大型天线阵列的OTFS-ISAC基站进行通信和感知的场景, 并针对无人机在飞行中的定位估计问题展开了研究。首先, 本文提出的信道建模充分考虑了波束斜视效应, 更符合实际场景, 提升了对通信链路分析的准



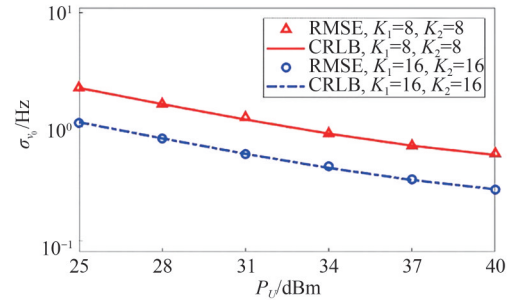
(a) 空间特征1估计误差RMSE



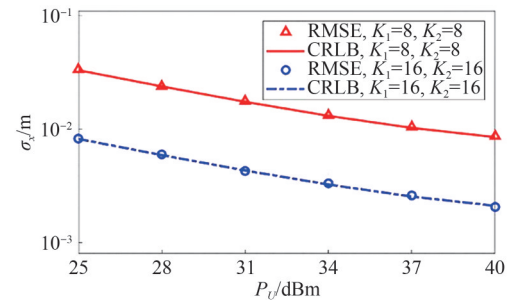
(b) 空间特征2估计误差RMSE



(c) 传播时延估计误差RMSE



(d) 多普勒频移估计误差RMSE



(e) 定位估计误差RMSE

图5 不同天线单元数量和发射功率下的信道估计误差和定位估计误差RMSE

确性。其次, 基于FFT的迭代算法不仅能够有效地对无人机进行定位估计, 而且在算法效率和精度上具有显著优势。再者, 推导了信道参数估计和定位误差的渐进CRLB, 为评估定位算法性能提供了重要的理论依据。最后, 通过实验仿真, 验证了所提算法和分析的正确性。

参考文献:

- [1] BADI M, WENSOWITCH J, RAJAN D, et al. Experimentally analyzing diverse antenna placements and orientations for UAV communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(12): 14989-15004.
- [2] CHIEN T V, CONG M D, CONG LUONG N, et al. Joint computation offloading and target tracking in integrated sensing and communication enabled UAV networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(6): 1327-1331.
- [3] 陈新颖, 盛敏, 李博, 等. 面向6G的无人机通信综述[J]. *电子与信息学报*, 2022, 44(3): 781-789.
CHEN X Y, SHENG M, LI B, et al. Survey on unmanned aerial vehicle communications for 6G[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(3): 781-789.
- [4] LYU M Y, ZHAO Y B, HUANG C, et al. Unmanned aerial vehicles for search and rescue: a survey[J]. *Remote Sensing*, 2023, 15(13): 3266.
- [5] AYALA A, PORTELA L, BUARQUE F, et al. UAV control in autonomous object-goal navigation: a systematic literature review[J]. *Artificial Intelligence Review*, 2024, 57(5): 125.
- [6] DAI M, ZHENG E H, FENG Z H, et al. Vision-based UAV self-positioning in low-altitude urban environments[J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2024, 33: 493-508.
- [7] HOU C Z, LIU W Q, TANG H L, et al. Non-line-of-sight positioning method for ultra-wideband/miniature inertial measurement unit integrated system based on extended Kalman particle filter[J]. *Drones*, 2024, 8(8): 372.
- [8] QING C J, YE Q, LIU W H, et al. LoS sensing-based superimposed CSI feedback for UAV-assisted mmWave systems[J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2023, 36(12): 349-360.
- [9] 吕明, 陈昊, 丰光银, 等. 面向通信感知一体化的信号波形设计综述[J]. *无线电通信技术*, 2024, 50(3): 469-483.
LYU M, CHEN H, FENG G Y, et al. Survey on integrated sensing and communication waveform design[J]. *Radio Communications Technology*, 2024, 50(3): 469-483.
- [10] WEI Z, QU H Y, WANG Y, et al. Integrated sensing and communication signals toward 5G-A and 6G: a survey[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(13): 11068-11092.
- [11] DENG C L, FANG X M, WANG X B. Beamforming design and trajectory optimization for UAV-empowered adaptable integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(11): 8512-8526.
- [12] LIU F, CUI Y, 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.
- [13] FASCISTA A, COLUCCIA A, WYMEERSCH H, et al. Millimeter-wave downlink positioning with a single-antenna receiver[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(9): 4479-4490.
- [14] NI Z, ZHANG J A, WU K, et al. Uplink sensing using CSI ratio in perceptive mobile networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2023, 71: 2699-2712.
- [15] DU J, CHEN Y, ZHANG P, et al. An effective simultaneous channel estimation and sensing algorithm for mmWave MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024: 1-1.
- [16] ZENG Y, XU X L. Toward environment-aware 6G communications via channel knowledge map[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(3): 84-91.
- [17] SHI Y M, HUANG Y. Integrated sensing and communication-assisted user state refinement for OTFS systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(2): 922-936.
- [18] WU K, ZHANG J A, HUANG X J, et al. OTFS-based joint communication and sensing for future industrial IoT[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(3): 1973-1989.
- [19] DEHKORDI S K, GAUDIO L, KOBAYASHI M, et al. Beam-space MIMO radar for joint communication and sensing with OTFS modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(10): 6737-6749.
- [20] WANG Z D, LIU Z P, XING F Y, et al. Low complexity MMSE-SIC receiver for OTFS in high-speed mobile scenarios[J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(3): 667-671.
- [21] XIAO Z Q, CHEN S Q, ZENG Y. Simultaneous multi-beam sweeping for mmWave massive MIMO integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(6): 8141-8152.
- [22] GAO Z, WAN Z W, ZHENG D Z, et al. Integrated sensing and communication with mmWave massive MIMO: a compressed sampling perspective[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(3): 1745-1762.
- [23] GAO F, XU L, MA S. Integrated sensing and communications with joint beam-squint and beam-split for mmWave/THz massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(5): 2963-2976.
- [24] ZHAO J W, LIU J, GAO F F, et al. Gridless compressed sensing based channel estimation for UAV wideband communications with beam squint[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(10): 10265-10277.
- [25] GONG Z J, JIANG F, LI C, et al. Simultaneous localization and communications with massive MIMO-OTFS[J]. *IEEE Journal on*

Selected Areas in Communications, 2023, 41(12): 3908-3924.

- [26] XU Z, QI M Z, WU Y Y, et al. City information modeling: state of the art[J]. Applied Sciences, 2021, 11(19): 9333.
- [27] WU H C, WEN Y, ZHANG J Z, et al. Energy-efficient and secure air-to-ground communication with jittering UAV[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(4): 3954-3967.
- [28] JIANG F, ABRARDO A, KEYKHOSRAVI K, et al. Two-timescale transmission design and RIS optimization for integrated localization and communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(12): 8587-8602.
- [29] GONG Z J, LI C, JIANG F, et al. Data-aided Doppler compensation for high-speed railway communications over mmWave bands[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(1): 520-534.
- [30] BRANDAO B T, SILVA J H, LEITAO L S, et al. 5G-NR based joint RADAR and communication system using low-cost photonic fronthaul[C]//Proceedings of the 2021 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP). Piscataway: IEEE Press, 2021.
- [31] 全权, 李刚, 柏艺琴, 等. 低空无人机交通管理概览与建议[J]. 航空学报, 2020, 41(1): 023238.
- QUAN Q, LI G, BAI Y Q, et al. Low altitude UAV traffic management: an introductory overview and proposal[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2020, 41(1): 023238.

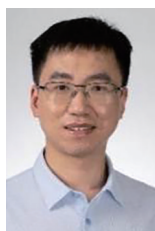
[作者简介]



雷霆(1998-), 男, 北京邮电大学移动互联网安全技术国家工程研究中心博士生, 主要研究方向为通信感知一体化中的安全问题。



姜帆(1987-), 男, 博士, 鹏城实验室宽带通信研究部副研究员, 主要研究方向为通信与感知融合、通信与智能融合等B5G移动通信关键技术。



巩紫君(1990-), 男, 博士, 香港科技大学(广州)物联网学域助理教授, 主要研究方向为无线通信、传感器网络定位、水下定位和跟踪等。



吴慧慈(1992-), 女, 博士, 北京邮电大学移动互联网安全技术国家工程研究中心副教授, 主要研究方向为无人机网络、无线网络安全、身份认证等。



陶小峰(1970-), 男, 博士, 北京邮电大学移动互联网安全技术国家工程研究中心教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、移动通信安全等。