

基于通信感知一体化的多基站无源协作感知技术



Multi-Base Station Passive Cooperative Sensing Technology Based on Integrated Sensing and Communication

张宏权/Zhang Hongquan¹, 杨恒/Yang Heng¹,
李虎军/Li Hujun², 刘浩田/Liu Haotian³, 尉志青/Wei Zhiqing³

(1. 卡奥斯创智物联科技有限公司, 中国 青岛 266101;
2. 中国电信股份有限公司四川分公司, 中国 成都 610031;
3. 北京邮电大学, 中国 北京 100876)

(1. Haier COSMO IOT Technology Co., Ltd., Qingdao 266101, China;
2. China Telecom Co., Ltd. Sichuan Branch, Chengdu 610031, China;
3. Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202602005

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/34.1228.TN.20260507.1226.002>

网络出版日期: 2026-04-30

收稿日期: 2026-02-26

摘要: 面向低空经济与智能交通等场景对高精度感知与可靠通信协同的迫切需求, 研究了一种基于通信感知一体化 (ISAC) 的多节点无源协作感知技术。针对复杂环境下多基站协作感知中视距 (LoS) 径不稳定、时间偏移 (TO) 与载波频偏 (CFO) 不同步, 以及多基站无源数据融合定位等挑战, 构建了基于正交频分复用 (OFDM) 信号的多点无源协作感知信号处理方案。首先, 采用二维多重信号分类 (2D-MUSIC) 方法实现到达角与离开角估计, 并进行角度补偿与降维处理。其次, 提出适配 LoS 不稳定场景的多点相位同步互相关 (MPSCC) 方法, 有效抑制 TO 引起的测距模糊。在此基础上, 设计多基站无源数据级融合定位算法, 包括 LoS 存在时的椭圆-波达方向 (DOA) 联合定位法与 LoS 不存在时的到达时间差 (TDOA) 联合定位法, 实现高精度三维定位。仿真结果验证了所提基于 OFDM 信号的多点无源协作感知信号处理方案的可行性, 并表明了 MPSCC 方法的有效性。该研究为 6G 通感网络中的多节点协作感知提供了理论支撑与算法基础。

关键词: 通信感知一体化; 多基站协作感知; 同步误差; 数据级融合

Abstract: To address the increasing demand for high-precision sensing and reliable communication in emerging applications such as low-altitude economy and intelligent transportation, a multi-node passive cooperative sensing framework based on integrated sensing and communication (ISAC) is investigated. In practical complex multi-base station sensing scenarios, challenges are posed by unstable line-of-sight (LoS) paths, asynchronous time offset (TO) and carrier frequency offset (CFO), as well as the difficulty of multi-base station passive data fusion localization. To resolve these issues, an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)-based multi-point passive cooperative sensing signal processing scheme is established. First, the angle of arrival (AoA) and angle of departure (AoD) are estimated using a 2D multiple signal classification (MUSIC) algorithm, followed by angle compensation and dimensionality reduction. Then, a multi-point phase synchronization cross-correlation (MPSCC) method adapted to unstable LoS conditions is proposed to suppress TO-induced ranging ambiguity. On this basis, a data-level fusion localization algorithm is developed, including an elliptic direction of arrival (DOA) joint positioning method when LoS exists and a time difference of arrival (TDOA) joint positioning method when LoS is absent, thereby enabling high-precision three-dimensional localization. Simulation results validate the feasibility of the proposed OFDM-based multi-point passive cooperative sensing signal processing scheme and demonstrate the effectiveness of the MPSCC method. Theoretical insights and algorithmic foundations for cooperative sensing in future 6G ISAC networks are thus provided.

Keywords: integrated sensing and communication; multi-base cooperative sensing; synchronization error; data-level fusion

引用格式: 张宏权, 杨恒, 李虎军, 等. 基于通信感知一体化的多基站无源协作感知技术 [J]. 中兴通讯技术, 2026, 32(2): 27-35. DOI: 10.12142/ZTETJ.202602005

Citation: Zhang H Q, Yang H, Li H J, et al. Multi-base station passive cooperative sensing technology based on integrated sensing and communication [J]. ZTE technology journal, 2026, 32(2): 27-35. DOI: 10.12142/ZTETJ.202602005

低空经济作为新质生产力的重要组成部分, 以低空飞行器活动为核心, 通过挖掘实际生产生活中的场景需

求, 推动低空空域资源的开发利用。无人机凭借成本低、体积小、易于部署等优势, 成为物联网中极具应用潜力的设备

载体。随着相关技术的持续进步及政策体系的不断完善，无人机已广泛应用于快递物流、农业植保、应急救援、低空安防等场景，有效支撑各类经济活动，助力经济增长^[1-4]。上述低空场景对于端到端的信息处理能力提出了更高的要求，希望移动终端在实现通信的同时，具备感知物理世界的的能力，能够获取场景中目标的状态信息，并对场景业务提供指导和帮助，由此引出了通信感知一体化技术^[5-9]。

通信感知一体化技术使基站在执行通信功能的同时，能够利用接收到的无线通信信号回波对目标进行检测，估计目标相对于基站的径向距离、径向速度及来波方向等参数，并可通过点云实现目标成像。传统感知功能通常依赖雷达实现。当前，无线通信频段正逐步向毫米波、太赫兹等高频段扩展，与传统雷达感知频段的重叠日益增多。同时，为满足通信需求，基站已广泛覆盖人类活动的大部分区域，无须额外建设专用感知设备，即可对主要感知区域实现有效探测。上述发展为通信感知一体化的实现提供了有利条件^[10-11]。

然而，通信感知一体化技术在实际应用中仍面临若干挑战。通信基站建设时，为优化资源利用、降低部署成本，通常会尽量减少各基站覆盖区域的重叠。对于位于多个基站感知范围边缘的目标，由于与各发射源距离较远，接收到的感知信号衰减严重，信噪比显著降低，从而导致感知精度下降。同时，无人机体积小、雷达散射截面（RCS）较小，导致基站接收到的回波信噪比大幅下降，进一步增大了感知误差。此外，在多无人机目标感知场景中存在遮挡效应，较弱的回波易被其他目标的强回波掩盖，单基站目标检测难以获取全部目标信息。鉴于单基站难以实现高精度无人机感知，引入了多基站协同感知的概念。多个基站同时对目标进行感知，利用融合算法整合多组感知结果或原始信号进行联合估计，从而提升系统整体感知性能。在单目标场景中，多基站协同感知可显著提升目标的感知精度；在多目标场景中，综合多角度估计结果，不仅可提升各目标的感知精度，还能获取更完整的目标信息^[12]。

在多基站通感一体化场景中，感知方式可分为主动感知与被动感知。主动感知指多个通感基站主动发射信号，信号经目标反射后由各发射基站自身接收回波，获取目标状态信息并进行多站融合处理。被动感知则指多个发射基站发射信号后，由某一非发射基站（被动基站）接收目标反射信号以完成感知。由于硬件改动小、感知范围广，被动感知受到了学术界与工业界的广泛关注^[13]。

然而，该领域仍面临两大主要挑战：一是在视距（LoS）信道存在且状态未知的情况下，如何缓解或消除多基站间的同步误差；二是如何设计适用于多基站协同的感知数据融合

算法。Wi-Fi领域的相关研究，如交叉天线互相关方法^[14-15]，为此提供了一定启发，但其算法难以直接推广至移动通信系统。

针对复杂环境下LoS径不稳定所导致的多基站无源协作感知中时间偏移（TO）与载波频偏（CFO）不同步问题，以及融合算法缺失带来的挑战，本文构建了基于正交频分复用（OFDM）信号的多基站无源协作感知信号处理方案。该方案有效缓解了异步误差对测距与定位精度的影响，并实现了目标的高精度三维位置估计。具体而言，提出了适用于LoS不稳定场景的多点无源协作信号互相关（MPSCC）方法，以消除TO引起的测距模糊；同时设计了数据级融合定位算法，包括LoS存在时的椭圆-到达方向（DOA）联合定位法，以及LoS不存在时的到达时间差（TDOA）联合定位法，从而实现三维高精度定位。上述方法在异步多基站协作感知场景中显著提升了协作感知的鲁棒性与定位性能。

1 系统模型

本文提出的基于通信感知一体化（ISAC）的多基站无源协作感知系统模型如图1所示。该协作感知方案需满足以下设定：各主动基站发射的感知信号在被动基站处已知。需要说明的是，感知信号通常采用符合第3代合作伙伴计划（3GPP）标准的预定义导频序列或参考信号，以避免通信信号随机结构带来的感知性能下降^[16]。被动基站能够从接收到的混合信号中区分来自多个主动基站的信号，并且已知各主动基站的位置信息。上述设定在实际系统中具有可行性：基站位置固定，因此被动基站可提前获取各主动基站的位置及其发射的导频信号信息；同时，接收端分离不同基站反射信号的技术已相当成熟^[17]。具体而言，系统可利用各基站唯一的物理小区标识及其对应的伪随机置乱序列，通过码分复用

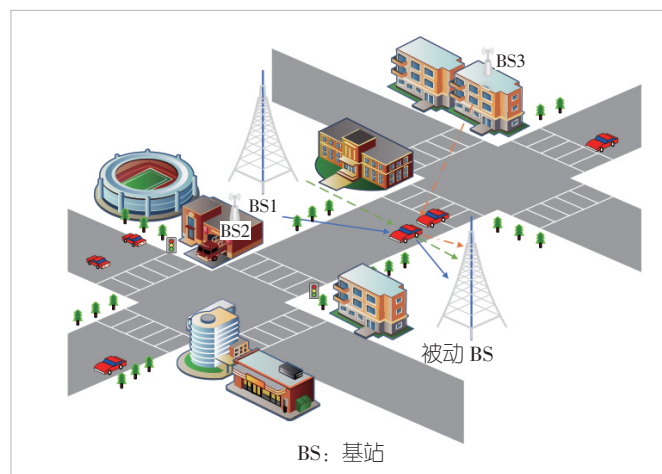


图1 多基站无源协作感知系统模型

技术在时频域实现多站信号的有效解耦与区分^[17]。

OFDM 信号是基站感知的典型信号，我们在此利用 OFDM 信号完成基站的感知工作。其中， $s_i(t)$ 表示第 $i \in \{1,2,3\}$ 主动基站发射的信号，具体为^[18]：

$$s_i(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} s_{i,\text{Tx}}(m, n) \cdot e^{j2\pi f_n t} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - mT}{T}\right) \quad (1).$$

$s_{i,\text{Tx}}(m, n)$ 是第 i 个主动基站传送的来自第 m 个 OFDM 数据包上的第 n 个子载波携带的符号， $T = T' + T_c$ ，循环前缀为 T_c 。子载波间隔为 $\Delta f = 1/T'$ ，总频带为 $N\Delta f$ ，子载波索引范围为 $n \in \{0, \dots, N-1\}$ 。 $\text{rect}\left(\frac{t - mT}{T}\right)$ 表示长度为 T 的矩形窗口。 $f_n = f_c + n\Delta f$ 表示第 n 个子载波的频率。

为简化分析，本文中我们暂不考虑主动基站与被动基站之间由非目标散射引起的非视距 (NLoS) 信道，即仅考虑从主动基站发出、经目标反射后到达被动基站的 NLoS 信号。需要指出的是，在实际复杂环境中，非目标散射的 NLoS 普遍存在，并且可能导致虚假目标。常用的抑制方法为动目标消除技术，即滤除多普勒频率为零或极小的散射径，从而有效减少非目标散射引起的虚假目标。关于复杂多径环境下的鲁棒感知算法设计，将作为后续工作展开。主动基站与被动基站均配置线性平面阵列 (UPA)，以获取目标的三维坐标信息。其中，主动基站 1、2、3 的 UPA 维度分别为 $P_1 \times Q_1$ ，被动基站的 UPA 维度为 $P_r \times Q_r$ 。

即使在数据包级同步条件下，被动基站与主动基站之间通常仍无法实现完美同步。此时，被动基站接收到的信号中存在随时间变化的 TO，记为 $\delta_r(m)$ ；此外还存在随时间变化的 CFO，记为 $\delta_f(m)$ 。需要说明的是，此处所涉及的 TO 与 CFO 属于被动基站端的统一同步误差，不随主动基站的不同而变化，即各主动基站与同一被动基站之间的 TO 与 CFO 均相同。

考虑一个三维位置为 (x, y, z) 的移动目标。发射信号经信道传输、目标反射后被被动基站接收。回波信号中包含传播时延以及目标运动引起的多普勒频移。据此，在第 m 个符号、第 n 个子载波上，第 i 个主动基站对应的 NLoS 回波表达式可写为^[13]：

$$\mathbf{y}_{S,i,m,n} = \alpha_i e^{-j2\pi n \Delta f (\tau_i + \delta_r(m))} e^{j2\pi m T (f_{d,i} + \delta_f(m))} \mathbf{a}_i(\mathbf{p}_r) \mathbf{a}_{t,i}^T(\mathbf{p}_{t,i}) s_{i,\text{Tx}}(m, n) + N_{S,i,m,n} \quad (2),$$

其中， α_i 为第 i 个主动基站经过目标反射到达被动基站的路径损耗。 $\tau_i = R_i/c$ 和 $f_{d,i}$ 分别表示第 i 个主动基站经过目标反

射到达被动基站的总传输时延和总多普勒。 $\mathbf{a}_r(\cdot)$ 和 $\mathbf{a}_{t,i}(\cdot)$ 分别表示为接收和发射阵列导向矢量，其中第 (p, q) 个元素分别表示为^[18]：

$$\mathbf{a}_r(p, q) = \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d_a (p \cos \varphi_r + q \sin \varphi_r) \sin \theta_r\right) \quad (3),$$

$$\mathbf{a}_{t,i}(p, q) = \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d_a (p \cos \varphi_{t,i} + q \sin \varphi_{t,i}) \sin \theta_{t,i}\right) \quad (4).$$

$\mathbf{p}_{t,i} = [\varphi_{t,i}, \theta_{t,i}]$ 和 $\mathbf{p}_r = [\varphi_r, \theta_r]$ 分别表示为接收和发射角度信息，其中 $\mathbf{p}_{t,i} = [\varphi_{t,i}, \theta_{t,i}]$ 表示二维离开角，即 $\varphi_{t,i}$ 为离开方位角， $\theta_{t,i}$ 为离开俯仰角。 $\mathbf{s}_{i,\text{Tx}}(m, n)$ 为第 i 个主动基站的发射调制数据，维度为 $P_i Q_i \times 1$ 。

2 多基站无源协作感知信号处理

2.1 角度估计与补偿

为了估计到达角 $\{\varphi_r, \theta_r\}$ 和离开角 $\{\varphi_{t,i}, \theta_{t,i}\}$ ，我们首先剔除已知的调制数据符号，并将其 NLoS 回波数据等效重排为：

$$\mathbf{y}_{\text{vec},i,m,n} = \alpha_i e^{-j2\pi n \Delta f (\tau_i + \delta_r(m))} e^{j2\pi m T (f_{d,i} + \delta_f(m))} \mathbf{a}_i(\mathbf{p}_r) \otimes \mathbf{a}_{t,i}(\mathbf{p}_{t,i}) + \mathbf{n}_{\text{vec},i,m,n} \quad (5),$$

其中， \otimes 为 Kronecker product。我们对公式 (5) 执行传统的 2D-MUSIC 算法^[20]，从而得到 NLoS 到达角估计值 $\{\hat{\varphi}_r, \hat{\theta}_r\}$ 和 NLoS 离开角 $\{\hat{\varphi}_{t,i}, \hat{\theta}_{t,i}\}$ 。

然后，我们利用估计的角度，对公式 (5) 进行角度补偿以获得天线增益，并将 NLoS 接收数据进行矩阵化，如公式 (6) 所示，其中 β_i 表示角度补偿后的路损与增益之和。

当存在 LoS 径时，对 3 个主动基站与被动基站之间的 LoS 径信号，采用与 NLoS 径相同的处理方法，可获得 LoS 到达角估计值 $\{\hat{\varphi}_{r,\text{los}}, \hat{\theta}_{r,\text{los}}\}$ 与离开角估计值 $\{\hat{\varphi}_{t,i,\text{los}}, \hat{\theta}_{t,i,\text{los}}\}$ ，二者同样可表示为与公式 (6) 类似的矩阵形式。

$$\mathbf{D}_{\text{div}} = \beta_i \begin{bmatrix} 1 & e^{j2\pi T (f_{d,i} + \delta_f(m))} & \dots & e^{j2\pi (M-1) T (f_{d,i} + \delta_f(m))} \\ e^{-j2\pi \Delta f (\tau_i + \delta_r(m))} & e^{-j2\pi \Delta f (\tau_i + \delta_r(m))} & \dots & e^{-j2\pi \Delta f (\tau_i + \delta_r(m))} \\ \vdots & e^{j2\pi T (f_{d,i} + \delta_f(m))} & \ddots & e^{j2\pi (M-1) T (f_{d,i} + \delta_f(m))} \\ e^{-j2\pi (N-1) \Delta f (\tau_i + \delta_r(m))} & e^{-j2\pi (N-1) \Delta f (\tau_i + \delta_r(m))} & \dots & e^{-j2\pi (N-1) \Delta f (\tau_i + \delta_r(m))} \\ e^{j2\pi T (f_{d,i} + \delta_f(m))} & e^{j2\pi T (f_{d,i} + \delta_f(m))} & \dots & e^{j2\pi (M-1) T (f_{d,i} + \delta_f(m))} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_{\text{div}} \quad (6).$$

为便于后续处理并避免高维数据传输，我们采用文献[19]中的矩阵降维方法，对来自3个主动基站的NLoS径与LoS径数据矩阵进行降维处理。由此，来自第*i*个主动基站的NLoS径数据矩阵经降维后，得到的距离向量与速度向量分别为：

$$\mathbf{l}_{i,d} = \beta_{i,cs} \left(\mathbf{1}, \dots, e^{j2\pi n \Delta f (\tau_i + \delta_i(m))}, \dots, e^{j2\pi (N-1) \Delta f (\tau_i + \delta_i(m))} \right) + \mathbf{n}_{i,d} \quad (7),$$

$$\mathbf{l}_{i,v} = \beta_{i,cs} \left(\mathbf{1}, \dots, e^{j2\pi m T (f_{a,i} + \delta_i(m))}, \dots, e^{j2\pi (M-1) T (f_{a,i} + \delta_i(m))} \right) + \mathbf{n}_{i,v} \quad (8)。$$

来自第*i*个主动基站的LoS径数据矩阵经过降维后的距离和速度向量分别为：

$$\mathbf{l}_{i,d,los} = \beta_{i,cs,los} \left(\mathbf{1}, \dots, e^{j2\pi n \Delta f (\tau_{1,los} + \delta_i(m))}, \dots, e^{j2\pi (N-1) \Delta f (\tau_{1,los} + \delta_i(m))} \right) + \mathbf{n}_{i,d,los} \quad (9),$$

$$\mathbf{l}_{i,v,los} = \beta_{i,cs,los} \left(\mathbf{1}, \dots, e^{j2\pi m T \delta_i(m)}, \dots, e^{j2\pi (M-1) T \delta_i(m)} \right) + \mathbf{n}_{i,v,los} \quad (10)。$$

2.2 MPSCC 处理和目标高度估计

在多基站无源协作场景中，被动基站产生的TO/CFO同步误差与主动基站无关，且该误差会同时耦合在LoS和NLoS径中。基于此物理特性，MPSCC旨在构建一套不依赖外部时钟基准的“自校准”方案。以下分别针对LoS路径存在与否两种典型环境，讨论同步误差的消除逻辑及对应的三维定位实现方案。

在多基站无源协作感知场景中，被动基站产生的TO与CFO同步误差与主动基站无关，且该误差同时耦合于LoS径与NLoS径中。基于这一物理特性，MPSCC方法旨在构建一套不依赖外部时钟基准的“自校准”方案。以下分别针对LoS路径存在与不存在两种典型环境，阐述同步误差的消除逻辑及相应的三维定位实现方案。

1) 存在LoS径的情况

假设至少存在一个基站具有LoS径，不妨设该基站为基站1。以基站1的LoS信号作为参考信号，对第*i*个主动基站的数据执行MPSCC处理，即将基站1的LoS信号与第 $\mathbf{l}_{1,d,los}$ 和 $\mathbf{l}_{i,d}$ 个主动基站的接收信号进行两两互相关操作。

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_{1,i} &= \mathbf{l}_{1,d,los} \cdot \text{diag}(\mathbf{l}_{i,d}^H) \\ &= \beta_{i,cs} \beta_{1,cs,los} \left(\mathbf{1}, \dots, e^{j2\pi n \Delta f (\tau_{1,los} - \tau_i)}, \dots, e^{j2\pi (N-1) \Delta f (\tau_{1,los} - \tau_i)} \right) \end{aligned} \quad (11)。$$

此操作的本质是利用LoS径作为参考，抵消反射径中相同的接收端相位偏置。

为了估计公式(11)的时延 $\tau_{1,los} - \tau_i$ ，传统的方法有频域变换法和MUSIC法^[18]。下面我们给出频域变换法的详细处理流程。

我们对 $\mathbf{c}_{1,i}$ 进行逆离散傅里叶变换(IDFT)运算，得到：

$$\begin{aligned} R(k) &= \text{IDFT}(\mathbf{c}_{1,i}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n \Delta f (\tau_{1,los} - \tau_i)} \times e^{j \frac{2\pi}{N} nk} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n \left[\frac{k}{N} - \Delta f (\tau_{1,los} - \tau_i) \right]}, k = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (12)。$$

当指数项中的值取0时，*e*虚指数取得最大值，即 $k = N(\tau_{1,los} - \tau_i)\Delta f$ 。因此在对应的时间响应 $R(k)$ ，会出现一个峰值。通过求解峰值索引值*k*，可以求得时延 $(\tau_{1,los} - \tau_i)$ ，根据已知的 $\tau_{1,los}$ 就可求出 $\{\hat{\tau}_i\}_{i=2,3}$ 。

为了便于获取目标的高度，我们忽略主动基站和被动基站的高度。对于第*i*个主动基站的数据，我们假设其与目标之间的真实距离为 $R_{t,i}$ ，目标与被动基站的真实距离为 R_r ，则我们可以得到：

为便于获取目标高度，我们忽略主动基站与被动基站的高度差异。对于第*i*个主动基站，设其与目标之间的真实距离为 $R_{t,i}$ ，目标与被动基站之间的真实距离为 R_r ，则可得到：

$$\begin{cases} R_{t,i} \sin \hat{\theta}_{t,i} = R_r \sin \hat{\theta}_r \\ R_{t,i} + R_r = \hat{\tau}_i c \\ \ell = \sin \hat{\theta}_r / \sin \hat{\theta}_{t,i} \end{cases} \quad (13)。$$

求解公式(13)，可得目标的估计高度为 $\hat{z} = \frac{\ell}{\ell + 1} \hat{\tau}_i \sin \hat{\theta}_{t,i}$ ，其在二维水平面上的投影距离总和为 $r_i = \left(\frac{\cos \hat{\theta}_{t,i}}{\sin \hat{\theta}_{t,i}} + \frac{\cos \hat{\theta}_r}{\sin \hat{\theta}_r} \right) \hat{z}$ 。

2) 不存在LoS径的情况

当不存在LoS径时，我们需选择一个信噪比较高的主动基站作为参考基站。各主动基站的接收信噪比可通过2.1节所述的2D-MUSIC方法获得，具体实现可参考文献[18]。设参考基站设置为基站1，仍将其他主动基站的信号与参考基站的信号依次进行互相关、投影等处理，最终得到变量

$\{r'_{i,1}\}_{i=2,3}$, 其定义为: 基站 i 经目标至被动基站的距离与基站 1 经目标至被动基站的距离之差。

3 多基站无源数据级融合定位算法

针对利用多基站感知数据进行二维平面目标位置估计的问题, 同样区分视距 (LoS) 路径存在与不存在两种情况。首先, 采用传统 LoS 检测方案判断 LoS 条件, 进而选择相应的融合定位算法: 当 LoS 径存在时, 采用 DOA 联合定位法; 当 LoS 径不存在时, 采用 TDOA 联合定位法。

3.1 椭圆-DOA 联合定位法

传统的联立多站椭圆方程组求解方法通常依赖非线性数值搜索, 存在计算复杂度高、解不唯一及数值稳定性差等不足。为此, 本文提出一种解析形式的 DOA 联合定位算法。该算法将被动基站估计的 DOA 信息与通过 MPSCC 获得的测距信息进行空域融合, 利用几何投影关系直接实现目标的唯一确定。

以主动基站 1 为例, 设主动基站 1 经目标至被动基站的总传播距离为 r_1 , 主动基站 1 与被动基站的直线距离为 $\tau_{1,\text{los}}c$, 在被动基站处测得的 NLoS 和 LoS 信号的离开角分别为 $\hat{\varphi}_{1,1}$ 和 $\hat{\varphi}_{1,1,\text{los}}$, 则根据几何关系可得被动基站与目标之间的距离为:

$$r_{1,t} = \frac{r_1^2 - (\tau_{1,\text{los}}c)^2}{2[\tau_{1,\text{los}}c \cos(\hat{\varphi}_{1,1} - \hat{\varphi}_{1,1,\text{los}}) + r_1]} \quad (14)$$

根据 $r_{1,t}$ 在 x, y 轴上的投影和目标坐标以及被动基站的关系, 可计算得到目标坐标 (\tilde{x}, \tilde{y}) , 其中:

$$\begin{cases} \hat{x} = x_0 + r_{1,t} \cos(\hat{\varphi}_{1,1} - \hat{\varphi}_{1,1,\text{los}}) \\ \hat{y} = y_0 + r_{1,t} \sin(\hat{\varphi}_{1,1} - \hat{\varphi}_{1,1,\text{los}}) \end{cases} \quad (15)$$

最终, 我们可以确立 3 个经过粗略估计得到的目标坐标 $(\tilde{x}_1, \tilde{y}_1)$ 、 $(\tilde{x}_2, \tilde{y}_2)$ 、 $(\tilde{x}_3, \tilde{y}_3)$, 求取平均之后, 得到目标的精确估计坐标为:

$$\hat{x} = \frac{\tilde{x}_1 + \tilde{x}_2 + \tilde{x}_3}{3} \quad (16)$$

$$\hat{y} = \frac{\tilde{y}_1 + \tilde{y}_2 + \tilde{y}_3}{3} \quad (17)$$

该算法采用基于解析几何的闭式求解思路, 避免了复杂非线性方程的迭代搜索过程, 因而在实时系统中具有优异的数值稳定性。同时, DOA 角度信息在空域上提供了强约束, 确保了定位解在物理空间上的唯一性, 有效克服了传统双曲

线或椭圆定位方法中常见的多解模糊问题。

3.2 到达时间差联合定位法

对于每个主动基站到被动基站的 NLoS 径, 目标到被动基站的距离相同, 均假设为 d 。那么, 主动基站 2 和 3 的 NLoS 径距离与主动基站 1 的径距离的差值分别表示为:

$$\hat{r}_{2,1} = c(\tau_{2,l} - \tau_{1,l}) = (r_2 + d) - (r_1 + d) = r_2 - r_1 \quad (18)$$

$$r_{3,1} = c(\tau_{3,l} - \tau_{1,l}) = r_3 - r_1 \quad (19)$$

设 $\tau_{2,l}$ 为第 2 路信号经过的投影总时延, $\tau_{1,l}$ 为第 1 路信号经过的投影总时延, d 为被动基站到目标的投影距离, 其中 r_2, r_3 满足:

$$\begin{aligned} r_2^2 &= (x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 \\ K_2 - 2x_2x - 2y_2y + x^2 + y^2 \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} r_3^2 &= (x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 \\ K_3 - 2x_3x - 2y_3y + x^2 + y^2 \end{aligned} \quad (21)$$

其中:

$$K_i = x_i^2 + y_i^2 \quad (22)$$

$\{(x_i, y_i)\}_{i=1,2,3}$ 为第 i 个主动基站的坐标。

利用公式 (19) 构建非线性方程组可求解目标位置, 但是非线性方程组求解十分困难。因此, 考虑将由公式 (21) 构成的方程组转化为一个伪线性方程组, 将公式 (19) 代入公式 (21) 可得:

$$\begin{aligned} (\hat{r}_{i,1} + r_1)^2 &= K_i - 2x_i x - 2y_i y + x^2 + y^2 \\ \hat{r}_{i,1}^2 + 2\hat{r}_{i,1}r_1 + r_1^2 &= K_i - 2x_i x - 2y_i y + x^2 + y^2, \quad i = 2, 3 \end{aligned} \quad (23)$$

为消去 x 和 y 的平方项, 再将公式两边同时减去 $r_1^2 = K_1 - 2x_1x - 2y_1y + x^2 + y^2$, 可得:

$$\begin{aligned} \hat{r}_{i,1}^2 + 2\hat{r}_{i,1}r_1 &= K_i - K_1 - 2x_{i,1}x - 2y_{i,1}y \\ 2x_{i,1}x + 2y_{i,1}y + 2\hat{r}_{i,1}r_1 &= K_i - K_1 - \hat{r}_{i,1}^2 \\ x_{i,1}x + y_{i,1}y + \hat{r}_{i,1}r_1 &= \frac{1}{2}(K_i - K_1 - \hat{r}_{i,1}^2), \quad i = 2, 3 \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $x_{i,1} = x_i - x_1, y_{i,1} = y_i - y_1, i = 2, 3$ 。

由此, 方程组转化为公式 (24) 所示的关于 x, y 和 r_i 的伪线性方程组。

由于距离差的个数为 2, 公式 (24) 所构成的方程组中未知数的个数与方程个数相等, 因此存在唯一解。首先, 将

r_1 视为固定常数, 可得 x 、 y 的与 r_1 相关的参数解。

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(K_2 - K_1 - \hat{r}_{2,1}^2) - \hat{r}_{2,1}r_1 \\ \frac{1}{2}(K_3 - K_1 - \hat{r}_{3,1}^2) - \hat{r}_{3,1}r_1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

将公式 (24) 代入公式 (21), 可求得 r_1^2 , 取其正平方根后, 再代回公式 (25), 即可解得目标坐标 x 和 y 。需要指出的是, 采用该方法进行定位时, 3 个主动基站与被动基站不能共线。若共线, 则 $\begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} \end{bmatrix}$ 的行列式为 0, 矩阵不可逆, 导致定位过程无法正常执行。

4 仿真结果与分析

本小节中我们对所提模型与方法进行仿真分析, 仿真参数如表 1 所示。首先, 针对存在 TO 和 CFO 的无源单点感知性能进行仿真与分析。在图 2 及后续仿真图中, 均采用归一化均方误差 (NMSE) 来评估测速与定位性能。NMSE 定义为多次测量误差的均值与真实值的比值, 其表达式如公式 (26):

$$\begin{aligned} \text{NMSE}_R &= \frac{1}{\text{TEST}} \sum_{\text{test}=0}^{\text{TEST}-1} \frac{|R_{e,i} - R_i|^2}{R_i^2} \\ \text{MSE}_{\text{pos}} &= \frac{1}{\text{TEST}} \sum_{\text{test}=0}^{\text{TEST}-1} (|x_{e,i} - x_i|^2 + |y_{e,i} - y_i|^2) \end{aligned} \quad (26)$$

其中, R_i 、 x_i 、 y_i 分别是第 i 个主动基站的被动感知测出的距离以及目标的横坐标与纵坐标值。 $R_{e,i}$ 、 $x_{e,i}$ 、 $y_{e,i}$ 分别对应每次测试中带有误差的测量值。 NMSE_R 表示测距的 NMSE 结

表 1 多基站无源协作感知系统仿真参数表

参数	数值
子载波频率 f_c	4 GHz ^[22]
载波频率 Δf	120 kHz ^[9]
OFDM 符号数 M	256 ^[22]
子载波个数 N	1 024 ^[22]
OFDM 周期长度 T	10.38 μs
循环前缀长度 T_c	2.08 μs
天线数量 P_r, Q_r, P_t, Q_t	8, 8, 8, 8 ^[20]
SNR 范围	[-30 dB, 30 dB]
TO 平均值 $E(\text{TO})$	0, 10, 100, 1 000 ns ^[22]
TO 标准差 $V(\text{TO})$	0, 1, 10 ns ^[22]
CFO 平均值 $E(\text{CFO})$	0, 0.01, 0.05, 0.2 Δf ^[22]
CFO 标准差 $V(\text{CFO})$	0, 0.01, 0.05 Δf ^[22]
CFO: 载波频偏	SNR: 信噪比
OFDM: 正交频分复用	TO: 时间偏移

果, MSE_{pos} 表示定位的 MSE (因坐标可能为零, 故直接使用 MSE) 结果。

4.1 同步误差的测距影响

考虑到多基站协作感知系统中包含多个测距结果, 本小节中我们分别对 3 个节点的测距性能进行仿真分析, 结果如图 2—7 所示。在仿真中, TO 变量的均值分别设为 10 ns、100 ns、1 000 ns, 标准差分别为 1 ns 和 10 ns, 分别记为 $E(\text{TO})$ 和 $V(\text{TO})$; 无 TO 误差的信号以 $\text{TO}=0$ ns 表示。载波频偏 CFO 变量的均值分别设为 0.01 Δf 、0.05 Δf 、0.2 Δf , 标准差分别为 0.01 Δf 和 0.02 Δf ; 无 CFO 误差的信号以 $\text{CFO}=0$ Δf 表示。

4.1.1 TO 对测距的性能影响

从图 2—4 可以看出, TO 变量对测距性能具有显著影响。以 R_1 为例, 随着 TO 均值的增大, NMSE_R 明显上升, 严重劣化测距性能。当 TO 方差增大时, NMSE_R 曲线的波动幅度也随之增大。此外, 方差 $V(\text{TO})$ 对 NMSE_R 曲线波动的影响受均值 $E(\text{TO})$ 的制约: 两者差异越大, 波动效果越明显。当 $V(\text{TO})=10$ ns、 $E(\text{TO})=1 000$ ns 时, 曲线几乎不存在波动。对于图 4 (局部区域放大图), NMSE_R 曲线波动规律与此一致。

4.1.2 CFO 对测距的性能影响

图 5—7 探讨了 CFO 对测距性能的影响。随着信噪比逐渐提高, NMSE_R 趋于稳定, 此时具有不同均值和标准差的 CFO 所对应的 NMSE_R 趋于一致。由此可见, CFO 对测距性

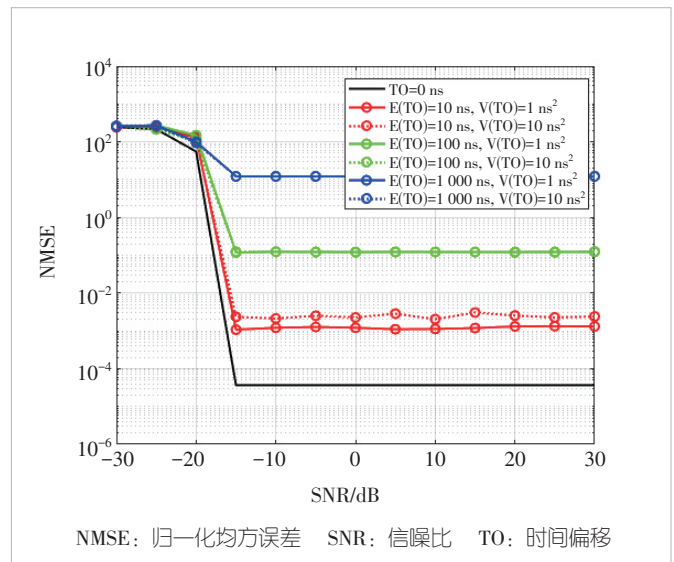


图 2 不同期望和方差的 TO 下测距精度 (主动基站 1 到被动基站)

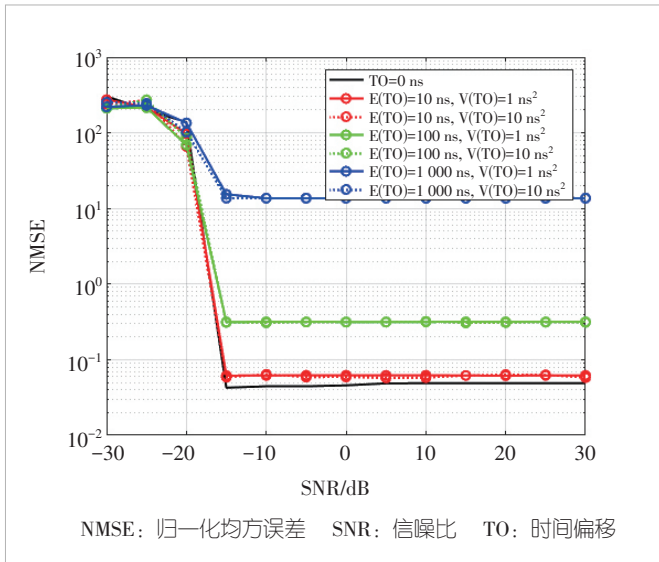


图3 不同期望和方差的TO下测距精度(主动基站2到被动基站)

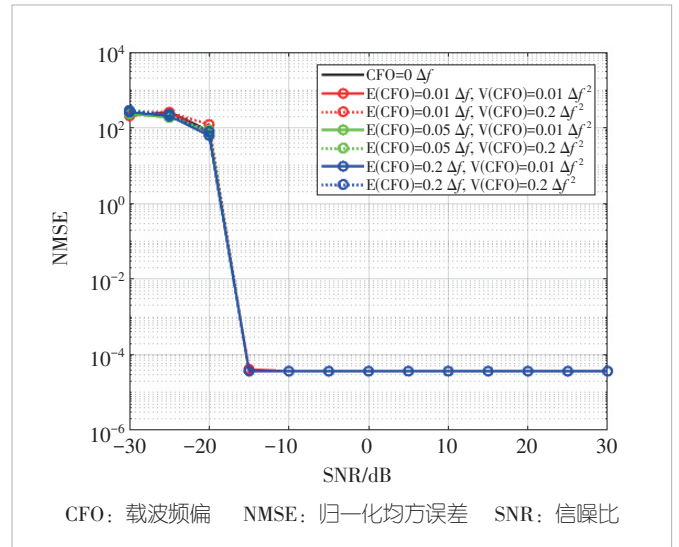


图5 不同期望和方差的CFO下测距精度(主动基站1到被动基站)

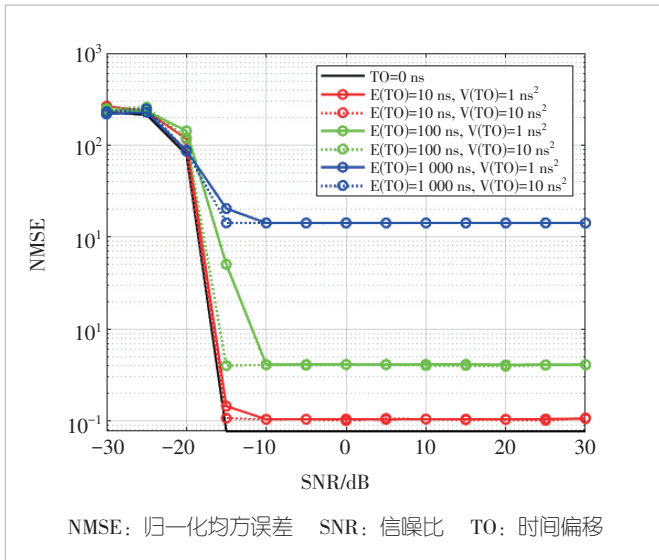


图4 不同期望和方差的TO下测距精度(主动基站3到被动基站)

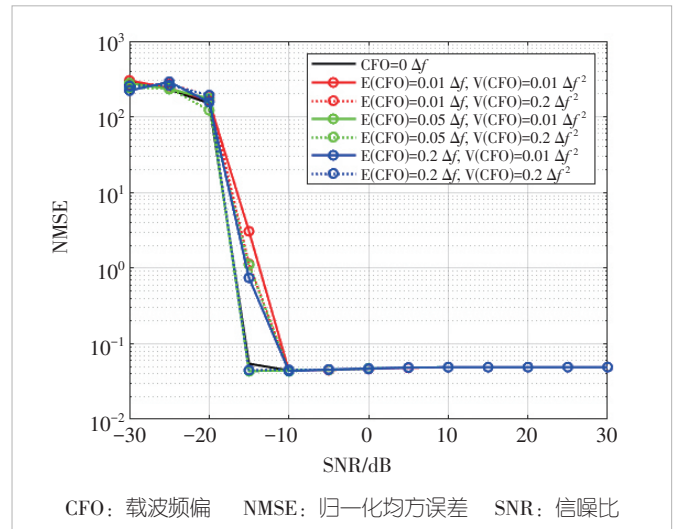


图6 不同期望和方差的CFO下测距精度(主动基站2到被动基站)

能的影响非常小, 这是因为CFO主要作用于包含目标多普勒信息的信号相位, 而非包含距离信息的信号相位, 该结果与理论分析一致。

4.2 多基站无源定位算法验证

我们进一步探究多基站无源数据级融合定位方案。在该小节的数值分析中, 我们以主动基站1发射信号的信噪比作为基准, 将其与其他两个主动基站的信号进行MPSCC处理。主动基站1与主动基站3的信噪比固定为0 dB, 主动基站2的信噪比作为仿真的横坐标变量。

我们设置两种对比场景: 信号无TO和信号存在TO, 其

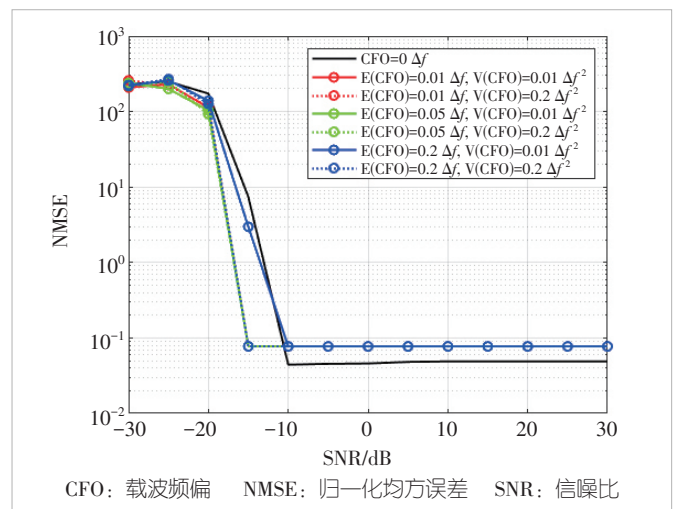


图7 不同期望和方差的CFO下测距精度(主动基站3到被动基站)

中 $V(TO) = 10 \text{ ns}$, $E(TO) = 100 \text{ ns}$ 。

由图8可以看出,相比于无TO的单点感知(完美同步条件下,可等效为主动感知效果),所提数据级融合方案在信噪比较高时能够显著降低 $NMSE_R$,有效提升测距性能。

然而,通过局部放大图观察主动基站2信噪比极端恶劣(约 $-30 \sim -20 \text{ dB}$)的情况可见,数据级融合无法改善系统的感知性能,反而导致 $NMSE_R$ 有所升高。单点感知能够更快地达到 $NMSE_R$ 的饱和门限,即 $NMSE_R$ 曲线趋于稳定时所对应的最小信噪比。这是因为所提MPSCC方法需要对多基站协作感知系统中的两路信号进行互相关处理,当两路信号的信噪比均较差时,相乘运算会进一步恶化弱信号的影响,导致信噪比至少损失3 dB。

为进一步分析MPSCC对融合结果的影响,我们对存在TO的信号分别进行单点感知与融合感知性能分析。由图9可知,MPSCC能够有效消除TO引起的测距模糊效应,达到与无TO信号融合方案基本一致的感知性能。然而,其在达到 $NMSE$ 饱和和门限的速度方面仍落后于单点感知。此外,在相同信噪比条件下,数据级融合与各节点单点感知性能之间整体呈现的高低关系与图8一致。

5 结束语

本文针对复杂环境LoS径不稳定的ISAC多基站无源协作感知场景,系统研究了异步误差的影响机制及融合定位算法设计问题。提出了基于OFDM信号的多基站无源协作感知信号处理方案,包括MPSCC同步补偿方法与数据级融合定

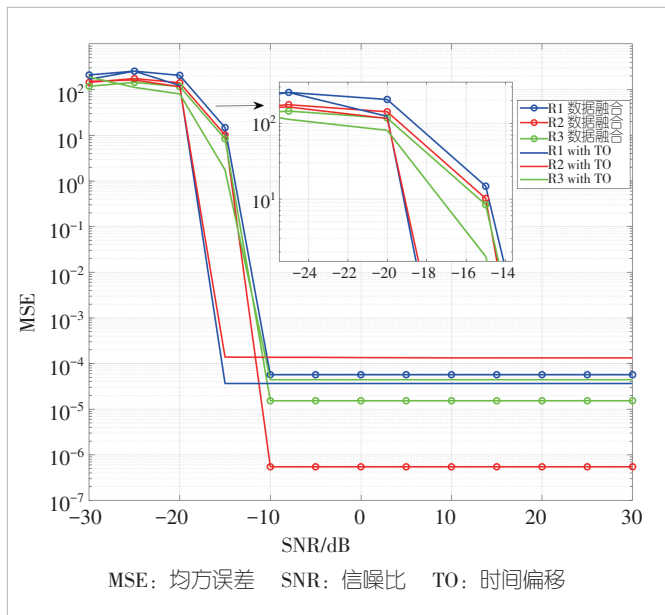


图8 不含TO情况下数据级融合方案性能分析

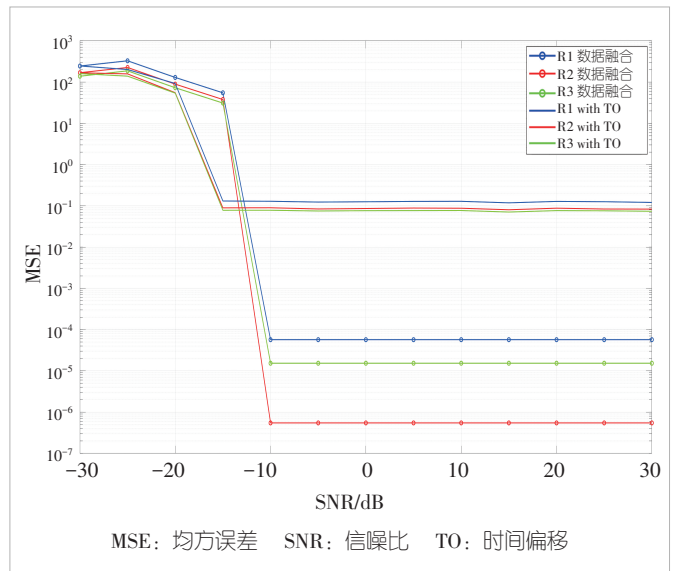


图9 包含TO情况下数据级融合方案性能分析

位算法,实现了异步条件下的高精度三维定位。仿真结果表明,所提方法能够有效消除TO的影响,在中高信噪比条件下显著提升定位性能,验证了数据级融合方案的可行性。相关研究为6G通感融合网络中的多基站协作感知提供了可行的实现路径。未来工作将进一步拓展至多目标场景、遮挡问题以及真实网络环境下的实验验证。

参考文献

- [1] Mittal P, Singh R, Sharma A. Deep learning-based object detection in low-altitude UAV datasets: a survey [J]. Image and vision computing, 2020, 104: 104046. DOI: 10.1016/j.imavis.2020.104046
- [2] You J, Ye Z X, Gu J L, et al. UAV-pose: a dual capture network algorithm for low altitude UAV attitude detection and tracking [J]. IEEE access, 2023, 11: 129144-129155. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3333394
- [3] 朱政宇, 温鑫平, 李兴旺, 等. 面向低空经济的通感一体化关键技术 [J]. 电子与信息学报, 2026, 48(2): 471-486. DOI: 10.11999/JEIT250747
- [4] Huang S Q, Ren S S, Wu W, et al. Discriminative features enhancement for low-altitude UAV object detection [J]. Pattern recognition, 2024, 147: 110041. DOI: 10.1016/j.patcog.2023.110041
- [5] Wei Z Q, Liu H T, Geng Y X, et al. ISAC-empowered LEO constellation networked sensing: challenges and opportunities [EB/OL]. (2026-02-27) [2026-04-20]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/11417183>
- [6] IMT-2030 (6G) 推进组. 6G感知的需求和应用场景研究报告 [EB/OL]. (2023-10-31) [2025-04-24]. <https://caifuha0.eastmoney.com/news/20231031112756009329680>
- [7] Wei Z Q, Liu H T, Yang X Y, et al. Carrier aggregation enabled integrated sensing and communication signal design and processing [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2024, 73(3): 3580-3596. DOI: 10.1109/TVT.2023.3324436
- [8] 朱政宇, 欧阳泽彬, 潘高峰, 等. 低轨卫星通感一体化系统中的隐蔽通

- 信传输方案 [J]. 电子与信息学报, 2025, 47(10): 3538–3548. DOI: 10.11999/JEIT250208
- [9] Wei Z Q, Li F Y, Liu H T, et al. Multiple reference signals collaborative sensing for integrated sensing and communication system towards 5G-A and 6G [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2024, 73(10): 15185–15199. DOI: 10.1109/TVT.2024.3410352
- [10] Zhu X Q, Liu J Q, Lu L Y, et al. Enabling intelligent connectivity: a survey of secure ISAC in 6G networks [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2025, 27(2): 748–781. DOI: 10.1109/COMST.2024.3432871
- [11] Liu G Y, Ma L, Xue Y H, et al. SensCAP: a systematic sensing capability performance metric for 6G ISAC [J]. IEEE Internet of Things journal, 2024, 11(18): 29438–29454. DOI: 10.1109/JIOT.2024.3430502
- [12] Zhu Z Y, You B Y, Li Z, et al. Integrated sensing and covert communication systems in near-field transmission [J]. IEEE transactions on cognitive communications and networking, 2026, 12(3): 3422–3435. DOI: 10.1109/TCCN.2025.3620390
- [13] Wei Z Q, Liu H T, Feng Z Y, et al. Deep cooperation in ISAC system: resource, node and infrastructure perspectives [J]. IEEE Internet of Things magazine, 2024, 7(6): 118–125. DOI: 10.1109/IOTM.001.2400042
- [14] Wei Z Q, Liu H T, Li H J, et al. Integrated sensing and communication enabled cooperative passive sensing using mobile communication system [J]. IEEE transactions on mobile computing, 2025, 24(9): 7805–7821. DOI: 10.1109/TMC.2024.3514113
- [15] 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. DOI: 10.1109/MVT.2020.3037430
- [16] Zhang J A, Rahman M L, Wu K, et al. Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks: a survey [J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2022, 24(1): 306–345. DOI: 10.1109/comst.2021.3122519
- [17] Li Y H, Wei Z Q, Liu H T, et al. Uplink multi-RSU cooperative sensing strategy for integrated sensing and communication system [J]. IEEE transactions on cognitive communications and networking, 2025, 11(5): 3112–3127. DOI: 10.1109/TCCN.2025.3570449
- [18] 李虎军. 基于感知通信一体化的中继系统与多节点协作感知技术 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2023
- [19] Chen X, Feng Z Y, Wei Z Q, et al. Code-division OFDM joint communication and sensing system for 6G machine-type communication [J]. IEEE Internet of Things journal, 2021, 8(15): 12093–12105. DOI: 10.1109/JIOT.2021.3060858
- [20] 陈旭. 基于移动通信的通信感知一体化信号处理关键技术研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2024
- [21] Wei Z Q, Xu R Z, Feng Z Y, et al. Symbol-level integrated sensing and communication enabled multiple base stations cooperative sensing [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2024, 73(1): 724–738. DOI: 10.1109/TVT.2023.3304856
- [22] Jiang W J, Wei Z Q, Yang S S, et al. Cooperation-based joint active and passive sensing with asynchronous transceivers for perceptive mobile networks [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2024, 23(10): 15627–15641. DOI: 10.1109/TWC.2024.3432657

作者简介



张宏权, 卡奥斯创智物联科技有限公司研发总工程师; 研究方向为通感一体化、控制器软硬件及嵌入式算法等。



杨恒, 卡奥斯创智物联科技有限公司人工智能技术专家; 研究方向为通感一体化、端侧人工智能算法及端云协同智能计算架构等。



李虎军, 中国电信四川公司云计算工程师; 研究方向为通感一体化与无源感知等。



刘浩田, 北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室在读博士生; 研究方向为通感一体化、协作感知等。



尉志青, 北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室教授; 研究方向为通感一体化、智能机器通信与组网等。