

多无人机协同安全流态天线通感一体化设计

李思文¹, 任双印², 邓博于², 王敬超²

(1. 东南大学网络空间安全学院, 江苏 南京 211189; 2. 多域数据协同处理与控制全国重点实验室, 北京 100071)

摘要: 低空无人机网络需要协同实现通信覆盖、目标定位与保密传输。然而, 编队位置、阵元位置与通感波束之间的跨站耦合, 使联合设计面临高维非凸优化挑战。本文研究多无人机协同安全流态天线通感一体化下行系统, 将各站方向信息映射并融合至公共位置坐标, 在多目标位置克拉美罗界之和约束下, 联合优化编队位置、阵元位置及通信与感知/人工噪声波束, 以最大化保密和速率。本文提出分布式乘积流形黎曼增广拉格朗日方法, 通过两阶段低维统计量聚合重构本地块梯度, 并在复球面上保持固定辐射功率。仿真结果表明, 所提方法在满足感知约束的同时提升保密和速率, 并较全变量梯度跟踪方法减少协调通信量, 实现保密性能与协调开销的有效折中。

关键词: 低空经济; 流态天线系统; 通感一体化; 物理层安全; 黎曼流形优化

中图分类号: TN918

文献标志码: A

Joint Design for Multi-UAV Cooperative Secure Fluid-Antenna ISAC

Li Siwen¹, Ren Shuangyin², Deng Boyu², Wang Jingchao²

1. School of Cyber Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 211189, China

2. The National Key Laboratory of Multi-domain Data Collaborative Processing and Control, Beijing 100071, China

Abstract: Low-altitude unmanned aerial vehicle (UAV) networks require coordinated communication coverage, target localization, and secure transmission. However, onboard fluid antennas introduce strong coupling among UAV positions, antenna positions, and communication and sensing beamformers, posing a high-dimensional nonconvex optimization challenge. This paper investigates a multi-UAV cooperative secure downlink system with fluid-antenna-enabled integrated sensing and communication. Local directional information is mapped to a common position coordinate system, and UAV positions, antenna positions, communication beamformers, and dedicated beamformers serving both sensing and artificial-noise functions are jointly optimized to maximize the secrecy sum rate subject to a constraint on the Cramér–Rao bounds for multi-target cooperative localization. The proposed distributed product-manifold Riemannian augmented Lagrangian method reconstructs local block gradients through two-stage aggregation of low-dimensional statistics and enforces fixed radiated-power constraints on complex spheres. Simulation results show that the method improves the secrecy sum rate while satisfying the sensing constraint and reduces coordination traffic compared with full-variable gradient tracking, achieving an effective tradeoff between secrecy performance and coordination overhead.

Key words: low-altitude economy, fluid antenna system, integrated sensing and communication, physical-layer security, Riemannian manifold optimization

0 引言

无人机 (unmanned aerial vehicle, UAV) 具有

快速部署与三维机动能力, 可作为低空网络的空中平台, 为应急救援、环境监测及临时覆盖提供灵活

收稿日期: XXXX-XX-XX; 修回日期: XXXX-XX-XX

通信作者: 王敬超, wangjc.2000@tsinghua.org.cn

的通信服务。然而, 开放空地链路增加了信息泄漏风险, 亟需联合窃听目标感知与保密传输设计, 提升低空通信安全性^[1-3]。通感一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 通过共享波形与射频资源, 为感知辅助安全传输提供了实现途径。流态天线系统 (fluid antenna system, FAS) 及移动天线 (movable antenna, MA) 则通过调整阵元位置重构空间响应, 拓展了固定位置天线 (fixed-position antenna, FPA) 阵列的设计自由度^[4-5]。两类技术的结合为协同提升通信、感知与保密性能创造了条件, 但也带来了位置与波束联合优化的新挑战。

现有研究通过联合设计 UAV 轨迹、资源分配与波束改善安全传输性能^[3,6], 并将阵元位置优化拓展至单 UAV 设计和动态多 UAV 网络^[7-8], 为利用平台机动性与阵列可重构性奠定了基础。然而, 当多 UAV 需要协同定位并抑制多个窃听目标时, 仅改善回波质量或单站角度精度, 尚不足以保证融合后的目标位置精度。编队位置决定各 UAV 相对于目标的距离与观测方向, 阵元位置与通感波束则共同影响方向估计精度、用户间干扰及窃听泄漏, 三类变量因而在协同定位与保密传输中相互耦合。因此, 需要将局部方向信息映射至公共位置坐标, 建立协同位置克拉美 - 罗界 (Cramér - Rao bound, CRB), 并与逐流最坏泄漏联合建模, 才能刻画空间重构下的感知与保密性能耦合。

感知辅助 MA 安全通信已利用角度不确定区域设计安全波束, 并且多基站协作结合目标预测改善保密传输性能^[9-10]。然而, 当 UAV 位置与阵元位置同时参与优化时, 各站方向信息经坐标映射和融合形成协同位置费希尔信息矩阵 (Fisher information matrix, FIM), 其逆矩阵决定位置估计误差下界。该感知约束与跨站干扰、逐流最坏泄漏共同耦合位置及波束变量, 使联合设计难以按 UAV 独立分解。因此, 多类变量的耦合优化与低通信开销下的精确块梯度计算, 构成联合设计的关键挑战。去中心化黎曼梯度与一致性交替方向乘子法 (alternating direction method of multipliers, ADMM) 为分布式协调提供了一般框架^[11-12], 但要利用问题结构降低交换开销, 仍需建立全局耦合与本地梯度之间的分解关系。

针对上述挑战, 本文研究多 UAV 非相干协调安全 FAS-ISAC 下行系统。各 UAV 利用回波定位潜

在窃听目标, 将局部方向信息映射并融合至公共位置坐标, 以所有目标位置 CRB 之和约束协同定位性能, 联合优化编队位置、阵元位置、通信波束及兼具感知与人工噪声 (artificial noise, AN) 功能的专用波束, 以保密和速率最大化为目标。进一步利用接收功率与位置 FIM 的可加结构, 通过两阶段聚合传递耦合统计量及其敏感度, 在各 UAV 本地重构块梯度, 从而在保留位置与波束联合优化自由度的同时降低协调开销。

1 相关工作

1.1 现有研究

现有 UAV-ISAC 研究主要通过平台机动、波束优化与辅助反射控制改善通信和感知性能。Zhang 等联合优化功率、调度、智能反射面 (intelligent reflecting surface, IRS) 反射相位及 UAV 轨迹与速度, 分别研究通信速率和能效优化^[6]。Ning 等进一步联合设计通信与感知波束、用户调度、感知时间和轨迹, 以提高平均保密速率^[3]。在感知辅助安全传输方面, Chen 等先优化 MA 收发阵列以降低窃听者角度 CRB, 再针对角度不确定区域设计安全波束与发射阵元位置^[9]。Huang 等通过多基站融合感知与目标预测支持稳健安全传输^[10]。这些研究建立了目标感知与泄漏抑制之间的联系。然而, 当多个观测平台及其阵元位置同时可调时, 目标定位精度还取决于不同 UAV 相对目标的观测方向与距离, 因而需要联合刻画平台位置、阵列响应与协同定位信息对保密传输的影响。

MA/FAS 通过阵元位置重构为 ISAC 联合设计引入额外空间自由度, 并与波束优化共同改善通信和感知性能。Qin 等以角度 CRB 最小化为目标优化阵元位置与波束^[13]; Ma 等利用用户统计位置信息, 并在角度 CRB 约束下优化二维阵列的长期用户公平性^[14]。相关研究还将阵元重构用于悬停 UAV, 分析固定和随机阵列的性能差异^[15], 并通过宏观 UAV 移动与微观阵元移动的安全性能比较揭示两类空间自由度的互补性^[16]。然而, 单站角度精度的改善并不直接等价于多站融合后位置精度的提升。将上述设计拓展至多 UAV 协同定位, 需把局部方向信息映射至公共位置坐标, 并处理编队位置与阵元重构共同引起的耦合问题。进一步, 在引入多窃听目标后, 还需在定位精度与逐流最坏

泄漏之间进行联合权衡。

此外, Liu 等面向单 UAV、多用户和单目标系统, 采用交替优化联合设计轨迹、收发阵元及波束, 兼顾通信速率与角度 CRB 性能^[7]; Li 等面向动态多 UAV 网络, 通过密度聚类与演员-评论家方法联合优化用户关联、轨迹、阵元和波束, 并在感知信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 约束下提高通信和速率^[8]; Xiu 等考虑信道状态信息 (channel state information, CSI) 估计误差与收发时间同步误差, 在混合 CRB 和最坏通信性能约束下, 通过深度强化学习联合优化基站选择、阵元位置及波束, 以降低协作 MA-ISAC 网络功耗^[17]。面向多窃听目标的协同定位与泄漏抑制, 本文以位置 CRB 之和约束融合定位精度, 以逐流最坏泄漏刻画保密需求, 联合优化编队位置、阵元位置与波束。

在优化方面, Ding 等采用多速度粒子群算法搜索安全全双工 MA 系统的阵元位置, 结合逐次凸近似优化发射与 AN 波束及上行功率, 并给出接收波束的闭式更新^[18]; Xiao 等面向上行用户速率公平性, 将外层粒子群优化 (particle swarm optimization, PSO) 与内层接收合并、功率控制相结合^[19]。然而, 同时优化编队与阵元位置将扩大搜索维数, 且需逐候选位置求解波束子问题、评价保密速率与协同定位 CRB。本文采用位置与波束的联合梯度更新, 减少嵌套波束求解, 以低维统计量聚合处理跨 UAV 耦合。

在分布式求解方面, Deng 和 Hu 提出嵌入欧氏空间的紧子流形上的去中心化投影黎曼梯度法及其梯度跟踪变体 (decentralized projected Riemannian gradient tracking, DPRGT)^[11]; Wang 和 Liu 利用近似增广拉格朗日函数处理 Stiefel 流形上的去中心化优化^[21]; He 等通过并行局部更新与全局变量协调加速一致性 ADMM^[12]。然而, 跨站干扰、逐流最坏泄漏与位置 FIM 求逆使块梯度依赖全局信息, 交换各 UAV 的位置、阵元及波束参数将增加协调开销。本文对接收功率与位置 FIM 的可加统计量进行两阶段聚合, 结合本地期望信号修正, 在精确同步聚合下重构与集中式同算法一致的块梯度, 减少完整设计参数交换。

1.2 本文工作

针对编队位置、阵元位置与波束联合设计中的

跨站耦合及信息交互开销, 本文建立多 UAV 协同安全 FAS-ISAC 优化模型, 并提出基于低维统计量聚合的分布式求解方法。主要贡献如下:

(1) 建立多 UAV 协同安全 FAS-ISAC 联合优化模型。针对单站方向精度难以直接表征协同定位性能的问题, 将局部方向信息映射并融合至公共位置坐标, 以多目标位置 CRB 之和耦合协同定位与保密传输。联合优化编队位置、阵元位置及通信与专用波束, 通过 UAV 部署位置与阵元位置联合调整, 改善观测方向配置与阵列响应, 在协同定位约束下提升保密和速率。

(2) 提出分布式乘积流形黎曼增广拉格朗日方法 (distributed product-manifold Riemannian augmented Lagrangian method, DPM-RALM)。利用接收功率与位置 FIM 的可加结构, 通过两阶段统计量聚合及本地期望信号修正, 在精确同步聚合下重构与集中式同算法一致的块梯度, 减少高维设计参数交换。将固定辐射功率约束嵌入复球面, 无需半定松弛及秩恢复, 实现低通信开销的位置与波束联合更新。

(3) 在统一求解方法与计算预算下, 通过变量块消融量化编队位置、阵元位置及波束优化的条件增益, 揭示合法信号增强与泄漏抑制的协同作用; 验证有限时间求解优势及相对全变量梯度跟踪的通信节省, 评估信道、位置与交换误差的影响。

2 系统模型

2.1 网络结构与流态天线模型

网络存在 N 架低空 UAV 组成编队, 其中 $\text{UAV}i \in \mathcal{I}$ 位于 $\mathbf{q}_i \in \mathbb{R}^3$ 。单个 UAV 搭载 M_i 元平面 FAS 阵列, 阵元位置 $\mathbf{t}_i = [\mathbf{t}_{i,1}^\top, \dots, \mathbf{t}_{i,M_i}^\top]^\top \in \mathbb{R}^{2M_i}$, $\mathbf{t}_{i,n} \in \mathcal{A}$, $n \in \mathcal{N}_i = \{1, \dots, M_i\}$, 满足 $\|\mathbf{t}_{i,n} - \mathbf{t}_{i,m}\| \geq d_{\min}$, 其中 $d_{\min}$ 是阵元最小间距。编队以非相干协调传输方式为 K 个单天线合法用户在位置 $\{\mathbf{p}_k\}$ 处提供下行服务, 用户 k 由 $\text{UAVs}(k)$ 服务。各 UAV 通过回波估计 E 个被动窃听者 $\{\mathbf{p}_e\}$ 的位置, 并抑制信息泄漏。UAV、合法用户和窃听者的索引集合分别为 $\mathcal{I} = \{1, \dots, N\}$ 、 $\mathcal{K} = \{1, \dots, K\}$ 和 $\mathcal{E} = \{1, \dots, E\}$ 。场景如图 1 所示。主要符号及维度见表 1。

2.2 双尺度场响应信道

令 $\mathcal{V} = \mathcal{K} \cup \mathcal{E}$ 表示接收节点集合, 节点 $v \in \mathcal{V}$ 的位置记为 $\mathbf{p}_v$ 。定义 $d_{i,v} = \|\mathbf{p}_v - \mathbf{q}_i\|_2$, $\mathbf{u}_{i,v} =$

表 1

主要符号及维度

符号	含义及维度
$\mathbf{q}_i, \mathbf{Q}$	单架 UAV 位置及编队位置矩阵; $\mathbb{R}^3, \mathbb{R}^{3 \times N}$
$\mathbf{t}_i, \mathbf{T}$	单架 UAV 阵元位置向量及阵元位置集合 $\mathbf{t}_i \in \mathbb{R}^{2M_i}$
$\mathbf{W}_i, \mathbf{W}$	单架 UAV 波束矩阵及全网波束矩阵集合; $\mathbf{W}_i \in \mathbb{C}^{M_i \times S_i}$
$\mathcal{K}_i, K_i, S_i$	服务用户集合、用户数及总流数; $K_i = \mathcal{K}_i , S_i = K_i + N_s$
$\mathbf{J}_{i,e}^{\zeta}, \mathbf{H}_{i,e}^{xy}$	方向 FIM 及方向余弦对水平位置的雅可比矩阵; 均为 $\mathbb{R}^{2 \times 2}$
$\mathbf{M}_{i,e}, \mathbf{M}_e$	单站及协同位置 FIM; $\mathbb{R}^{2 \times 2}$, 单位 m^{-2}

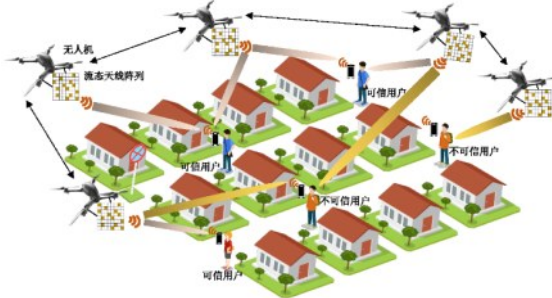


图 1 多 UAV 协同安全 FAS-ISAC 场景: UAV 搭载 FAS 服务用户, 感知窃听器并抑制泄漏

$\frac{\mathbf{p}_v - \mathbf{q}_i}{d_{i,v}}$, $\mathbf{u}_{i,v}^{xy} = [u_{i,v}^x, u_{i,v}^y]^\top$ 。基于 MA 远场多径场响应信道模型[5], UAV i 到节点 v 的信道 $\mathbf{h}_{i,v}(\mathbf{q}_i, \mathbf{t}_i) \in \mathbb{C}^{M_i}$ 的第 n 个分量为:

$$[\mathbf{h}_{i,v}]_n = \sqrt{\beta_0 \left(\frac{d_{i,v}}{d_0} \right)^{-\kappa}} \sum_{\ell=1}^L c_{i,v,\ell} \exp(jk_0 \mathbf{t}_{i,n}^\top \boldsymbol{\Psi}_{i,v,\ell}) \quad (1)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{i,v,\ell} = (1 - \vartheta_\ell) \mathbf{u}_{i,v}^{xy} + \vartheta_\ell \mathbf{v}_\ell \quad (2)$$

其中 $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_c}$, $d_0 = 1\text{m}$ 为参考距离, β_0 为距离 d_0 处的功率增益, $\kappa > 0$ 为路径损耗指数, λ_c 为载波波长, $c_{i,v,\ell} \in \mathbb{C}$ 和 $\boldsymbol{\delta}_{i,v,\ell} \in \mathbb{R}^2$ 分别表示第 ℓ 条路径的复增益和二维方向偏移, 并满足 $\sum_{\ell=1}^L |c_{i,v,\ell}|^2 = 1$ 。 $\mathbf{q}_i$ 改变路径损耗与传播方向, $\mathbf{t}_i$ 通过阵元相位响应重构孔径内的局部多径叠加。式(2)采用方向余弦的凸组合描述局部路径方向, 其相对直达方向的偏移为:

$$\boldsymbol{\delta}_{i,v,\ell} = \vartheta_\ell (\mathbf{v}_\ell - \mathbf{u}_{i,v}^{xy}) \quad (3)$$

其中, L 为有效路径数, $\vartheta_\ell \in [0, 1]$ 为第 ℓ 条路径的方向混合系数, $\mathbf{v}_\ell \in \mathbb{R}^2$ 、 $\|\mathbf{v}_\ell\|_2 \leq 1$ 为散射参考方向, 直达径取 $\vartheta_1 = 0$ 。不同于以空间相关性描述端口间统计依赖的模型[22], 本文采用远场多径场响

应, 显式刻画阵元位置变化引起的相位差, 并以路径损耗和等效路径方向表征 UAV 部署位置的影响。路径参数按控制周期更新; 周期内固定复路径增益与散射参考方向, 根据 UAV 与接收节点的相对位置, 采用式(2)的方向余弦凸组合近似描述局部路径方向变化。合法用户的 CSI 由训练或反馈估计, 窃听者的设计信道由位置预测值及先验路径参数构造。位置偏差、复路径增益扰动及非视距 (non-line-of-sight, NLoS) 相位变化的影响在后文评价, 相关 CSI 与收发同步误差建模见文献[17]。

2.3 非相干协同发射与保密和速率

令 $\mathcal{K}_i = \{k \in \mathcal{K} : s(k) = i\}$ 。UAV i 的通信波束为 $\mathbf{w}_{i,k} \in \mathbb{C}^{M_i}$, 专用感知/AN 预编码矩阵为 $\mathbf{W}_{s,i} \in \mathbb{C}^{M_i \times N_s}$, 其中 $N_s \in \mathbb{N}_+$ 为专用感知/AN 流数。通信符号满足 $\mathbb{E}[s_{i,k}] = 0$ 和 $\mathbb{E}[|s_{i,k}|^2] = 1$, 感知/AN 符号满足 $\mathbb{E}[\mathbf{s}_{s,i}] = \mathbf{0}$ 和 $\mathbb{E}[\mathbf{s}_{s,i} \mathbf{s}_{s,i}^H] = \mathbf{I}_{N_s}$, 且所有符号相互独立。因此 $\mathbf{x}_i = \sum_{k \in \mathcal{K}_i} \mathbf{w}_{i,k} s_{i,k} + \mathbf{W}_{s,i} \mathbf{s}_{s,i} \in \mathbb{C}^{M_i}$ 。定

义 $K_i = |\mathcal{K}_i|$, $\mathcal{K}_i$ 的有序元素记为 $k_{i,1}, \dots, k_{i,K_i}$, 通信波束矩阵为 $\mathbf{W}_{c,i} = [\mathbf{w}_{i,k_{i,1}}, \dots, \mathbf{w}_{i,k_{i,K_i}}]$ 。令 $S_i = K_i + N_s$, 并记 $\mathbf{W}_i = [\mathbf{W}_{c,i}, \mathbf{W}_{s,i}] \in \mathbb{C}^{M_i \times S_i}$, 则 $\mathbb{E}[\mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H] = \mathbf{W}_i \mathbf{W}_i^H$ 。本文假设不同 UAV 的数据流非相干叠加, 各窃听器独立解码目标用户流; 合法用户和窃听器均将其他通信流以及专用感知/AN 视为不可消除干扰。合法用户和窃听者的接收噪声分别服从 $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 和 $n_e \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$ 。合法用户 k 的 SINR 与流 (i, k) 在窃听器 e 处的泄漏 SINR 为:

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{h}_{s(k),k}^H \mathbf{w}_{s(k),k}|^2}{\sum_{\substack{j \in \mathcal{I}, r \in \mathcal{K}_j \\ (j,r) \neq (s(k),k)}} |\mathbf{h}_{j,k}^H \mathbf{w}_{j,r}|^2 + \sum_{j \in \mathcal{I}} \|\mathbf{h}_{j,k}^H \mathbf{W}_{s,j}\|_2^2 + \sigma_k^2} \quad (4)$$

$$\gamma_{i,k}^e = \frac{|\mathbf{h}_{i,e}^H \mathbf{w}_{i,k}|^2}{\sum_{\substack{j \in \mathcal{I}, r \in \mathcal{K}_j \\ (j,r) \neq (i,k)}} |\mathbf{h}_{j,e}^H \mathbf{w}_{j,r}|^2 + \sum_{j \in \mathcal{I}} \|\mathbf{h}_{j,e}^H \mathbf{W}_{s,j}\|_2^2 + \sigma_e^2} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{h}_{i,k} = \mathbf{h}_i(\mathbf{q}_i, \mathbf{t}_i; \mathbf{p}_k)$, $\mathbf{h}_{i,e} = \mathbf{h}_i(\mathbf{q}_i, \mathbf{t}_i; \mathbf{p}_e)$ 。对 $k \in \mathcal{K}_i$, 合法链路速率为 $R_{i,k} = \log_2(1 + \gamma_k)$, 窃听者 e 对流 (i,k) 的泄漏速率为 $R_{i,k}^e = \log_2(1 + \gamma_{i,k}^e)$; 最坏泄漏由 $\max_e R_{i,k}^e$ 表示, 系统保密和速率为:

$$R^{\text{sec}} = \sum_{i \in \mathcal{I}} \sum_{k \in \mathcal{K}_i} [R_{i,k} - \max_{e \in \mathcal{E}} R_{i,k}^e]^+ \quad (6)$$

在每个时隙开始时, 系统根据上一感知时隙的位置估计及运动预测, 获得用于当前时隙设计的窃听者位置预测值 $\hat{\mathbf{p}}_e$, 并将该预测值代入泄漏信道和局部 FIM 模型。当前回波用于更新位置估计及后续时隙的预测信息。

2.4 协同感知与定位 CRB

所采用的回波模型假设不同目标回波经时延 - 多普勒处理后可分离, 各 UAV 可提取本机发射波形对应的回波, 残余感知干扰并入等效接收噪声。各 UAV 及各快拍的噪声相互独立, 本机感知处理器已知本机发射符号。对快拍 $\ell_s = 1, \dots, L_s$, 采用窄带远场、单基地回波模型。令 $\bar{\mathbf{t}}_i = \frac{1}{M_i} \sum_{n=1}^{M_i} \mathbf{t}_{i,n}$, $\tilde{\mathbf{t}}_{i,n} = \mathbf{t}_{i,n} - \bar{\mathbf{t}}_i$ 并定义以瞬时阵列质心为相位参考的阵列响应 $[\mathbf{a}_{i,e}]_n = \exp(-jk_0 \tilde{\mathbf{t}}_{i,n}^T \boldsymbol{\xi}_{i,e})$, $\boldsymbol{\xi}_{i,e} = \mathbf{u}_{i,e}^{xy}$

因此, UAV i 对窃听目标 e 的回波为:

$$\mathbf{y}_{i,e}[\ell_s] = \alpha_{i,e} \mathbf{a}_{i,e} \mathbf{a}_{i,e}^T \mathbf{x}_i[\ell_s] + \mathbf{n}_{i,e}[\ell_s] \quad (7)$$

其中 $\mathbf{n}_{i,e}[\ell_s] \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_{r,i}^2 \mathbf{I}_{M_i})$ 。非共轭外积 $\mathbf{a}_{i,e} \mathbf{a}_{i,e}^T$ 表示同阵收发双程相位之和, 满足互易点散射通道的复对称性; 阵列公共双程相位吸收到有效复散射系数 $\alpha_{i,e}$ 中。基于给定发射符号的条件似然对接收噪声取期望, 并利用 $\mathbb{E}[\mathbf{x}_i[\ell_s] \mathbf{x}_i^H[\ell_s]] = \mathbf{W}_i \mathbf{W}_i^H$ 作符号平均, 在已知 $\alpha_{i,e}$ 时, 方向余弦 FIM 为:

$$[\mathbf{J}_{i,e}^{\zeta}]_{ab} = \frac{2L_s |\alpha_{i,e}(\mathbf{q}_i)|^2}{\sigma_{r,i}^2} \Re \left\{ \text{tr} \left(\mathbf{G}_{i,e,a} \mathbf{W}_i \mathbf{W}_i^H \mathbf{G}_{i,e,b}^H \right) \right\} \quad (8)$$

其中 $a, b \in \{x, y\}$, 且 $\mathbf{G}_{i,e,a} = \mathbf{a}_{i,e,a} \mathbf{a}_{i,e,a}^T + \mathbf{a}_{i,e,a} \mathbf{a}_{i,e,a}^T$, $\mathbf{a}_{i,e,a} = \frac{\partial \mathbf{a}_{i,e}}{\partial \zeta_{i,e}^a}$ 等效散射系数满足 $|\alpha_{i,e}|^2 = \zeta_{i,e}^{\text{res}} [\beta_0 (d_{i,e}/d_0)^{-\kappa}]^2$, 其中 $\zeta_{i,e}^{\text{res}} \geq 0$ 为归一化等效雷达散射系数。采用有限长度确定性波形时, 应以实际

样本协方差替代 $\mathbf{W}_i \mathbf{W}_i^H$ 。式(8)为散射幅相已校准条件下的方向 FIM, 仅利用方向响应信息, 不计入回波幅度及公共传播相位所携带的距离信息。对待估方向求导时固定散射系数; 对 UAV 位置求导时保留回波功率的距离依赖, 具体见第 4.3 节。

设窃听者 e 的高度 z_e 已知, 其待估水平位置为 $\boldsymbol{\eta}_e = [x_e, y_e]^T$, 即 $\mathbf{p}_e = [\boldsymbol{\eta}_e^T, z_e]^T$ 。当阵列平面与全局水平面平行时, 方向余弦关于水平位置的雅可比为:

$$\mathbf{H}_{i,e}^{xy} = \frac{\partial \boldsymbol{\xi}_{i,e}}{\partial \boldsymbol{\eta}_e} = \frac{1}{d_{i,e}} [\mathbf{I}_2 - \mathbf{u}_{i,e}^{xy} (\mathbf{u}_{i,e}^{xy})^T] \quad (9)$$

在各 UAV 观测条件独立的假设下, 窃听者 e 的协同位置 FIM 及相应 CRB 分别为:

$$\mathbf{M}_e = \sum_{i \in \mathcal{I}} (\mathbf{H}_{i,e}^{xy})^T \mathbf{J}_{i,e}^{\zeta} \mathbf{H}_{i,e}^{xy} \quad \text{CRB}_e = \text{tr}(\mathbf{M}_e^{-1}) \quad (10)$$

其中 $\mathbf{M}_e > \mathbf{0}$, CRB_e 的单位为 m^2 , $\sqrt{\text{CRB}_e}$ 表示无偏位置估计器均方根误差 (root mean square error, RMSE) 的下界。 $\mathbf{H}_{i,e}^{xy}$ 的两个特征值为 $1/d_{i,e}$ 和 $(u_{i,e}^z)^2/d_{i,e}$ 。因此, 当 $u_{i,e}^z \neq 0$ 且 $\mathbf{J}_{i,e}^{\zeta} > \mathbf{0}_2$ 时, 单架 UAV 的二维方向余弦观测即可保证水平位置的局部可辨识性。多 UAV 融合不同观测方向的局部信息, 累积协同定位信息; FIM 的数值条件由融合后各方向信息的均衡程度决定。当 $u_{i,e}^z \rightarrow 0$ 、方向 FIM 退化或观测简化为单一方位角时, 位置 FIM 可能退化。默认场景下定位信息非退化性的数值核验见第 5.2 节。

2.5 窃听者位置信息与误差建模

在控制周期 n_c , 系统以上一周观测所形成的水平位置预测值为设计输入, 并利用当前回波更新位置估计及下一周期的预测信息。真实位置表示为:

$$\boldsymbol{\eta}_e[n_c] = \hat{\boldsymbol{\eta}}_{e,n_c|n_c-1} + \mathbf{e}_e[n_c] \quad (11)$$

预测误差取零均值, 其协方差由跟踪或误差标定获得, 并满足下式:

$$\mathbb{E}[\mathbf{e}_e[n_c]] = \mathbf{0} \quad \text{Cov}(\mathbf{e}_e[n_c]) = \mathbf{C}_{e,n_c|n_c-1} \quad (12)$$

CRB 用于度量给定观测模型下的估计精度下界。以下省略时间下标, 以 $\hat{\boldsymbol{\eta}}_e$ 和 $\mathbf{C}_e$ 分别表示当前周期的水平位置预测值及误差协方差, 并令 $\hat{\mathbf{p}}_e = [\hat{\boldsymbol{\eta}}_e^T, z_e]^T$ 。在当前周期的位置预测值处定义信道关于目标水平位置的雅可比矩阵为 $\mathbf{D}_{i,e} = \partial \mathbf{h}_{i,e} / \partial \boldsymbol{\eta}_e^T|_{\hat{\boldsymbol{\eta}}_e} \in \mathbb{C}^{M_i \times 2}$ 。在位置扰动下, 信道的一阶

展开为:

$$\mathbf{h}_{i,e}(\hat{\mathbf{q}}_e + \mathbf{e}_e) = \mathbf{h}_{i,e}(\hat{\mathbf{q}}_e) + \mathbf{D}_{i,e}\mathbf{e}_e + O(\|\mathbf{e}_e\|_2^2) \quad (13)$$

当通信波束对窃听者的设计信道形成零陷时, 零均值位置误差引起的泄漏功率二阶主导项为:

$$\mathbb{E}\left[\left|(\mathbf{D}_{i,e}\mathbf{e}_e)^H \mathbf{w}_{i,k}\right|^2\right] = \mathbf{w}_{i,k}^H \mathbf{D}_{i,e} \mathbf{C}_e \mathbf{D}_{i,e}^H \mathbf{w}_{i,k} \quad (14)$$

上述关系表明, 定位误差通过信道位置导数破坏设计零陷, 泄漏增量由误差协方差、阵列布局和通信波束共同决定。误差同时改变干扰功率, 保密速率需结合扰动后的完整信道评价。对于预设位置场景集 $\mathcal{S}_e$, 将逐流最坏泄漏扩展为 $\max_{e \in \mathcal{E}, s \in \mathcal{S}_e} R_{i,k}^{e,s}$, 其中 $R_{i,k}^{e,s}$ 为场景 s 下的泄漏速率, 并同步构造场景感知约束, 即可沿用本地信息聚合与梯度更新结构。

3 问题构建

令编队位置 $\mathbf{Q} = (\mathbf{q}_i)_{i \in \mathcal{I}}$, FAS 阵元位置 $\mathbf{T} = (\mathbf{t}_i)_{i \in \mathcal{I}}$ 和波束 $\mathbf{W} = (\mathbf{W}_i)_{i \in \mathcal{I}}$ 。本文联合优化 UAV 编队位置、FAS 阵元位置及发射波束, 以最大化系统保密和速率:

$$\begin{aligned} & (\text{P}) \max_{\mathbf{Q}, \mathbf{T}, \mathbf{W}} R^{\text{sec}}(\mathbf{Q}, \mathbf{T}, \mathbf{W}) \\ & \text{s.t.} \quad \sum_{e \in \mathcal{E}} \text{CRB}_e \leq \delta_{\text{CRB}} \\ & \quad \|\mathbf{W}_i\|_F^2 = P_i, i \in \mathcal{I} \\ & \quad \mathbf{q}_i \in \mathcal{Q}_i, \|\mathbf{q}_i - \mathbf{q}_i^0\|_2^2 \leq R_{\text{mv}}^2 \\ & \quad \|\mathbf{q}_i - \mathbf{q}_j\|_2 \geq d_{\text{UAV}}, i, j \in \mathcal{I}, i < j \\ & \quad \mathbf{t}_{i,n} \in \mathcal{A}, \|\mathbf{t}_{i,n} - \mathbf{t}_{i,m}\|_2 \geq d_{\text{min}}, n, m \in \mathcal{N}_i, n < m \end{aligned} \quad (15)$$

其中, δ_{CRB} 为所有窃听者位置 CRB 之和的上限; $\mathcal{Q}_i$ 和 $\mathbf{q}_i^0$ 分别表示 UAV i 的允许部署区域和参考位置; R_{mv} , d_{UAV} 和 d_{min} 分别为最大位置调整距离、UAV 安全间距和最小阵元间距。本文采用固定辐射功率模式, 即 $\mathbb{E}[\|\mathbf{x}_i\|_2^2] = \|\mathbf{W}_i\|_F^2 = P_i$ 。问题 (P) 是一个强耦合的高度非凸优化问题。分式 SINR、最坏泄漏中的最大算子及保密速率的正部算子共同引入非凸性与非光滑性; 协同位置 FIM 的求和与求逆进一步耦合所有 UAV 的编队位置、阵元位置和发射波束; 等式辐射功率及 UAV 安全间距和阵元间距约束则形成非凸可行域。此外, 任一 UAV 的变量更新都会同时改变合法用户互扰、窃听泄漏和协同定位信息, 因而该问题难以按 UAV 或变量块独立分解, 也难以直接采用标准凸优化方法高效求解。

4 分布式乘积流形算法

4.1 乘积流形及其算子

固定辐射功率等式将每架 UAV 的波束矩阵限制在复矩阵空间中由 Frobenius 范数定义的球面上, 其半径为固定功率的平方根:

$$\mathcal{M}_{\mathbf{W}_i} = \{\mathbf{W}_i \in \mathbb{C}^{M_i \times S_i}: \|\mathbf{W}_i\|_F^2 = P_i\} \quad (16)$$

波束矩阵的行数为阵元数, 列数为通信流与专用感知流总数。在取迹内积的实部作为实内积时, 切空间、切空间投影和回缩分别如下:

$$\langle \mathbf{A}, \mathbf{B} \rangle_{\mathbb{R}} = \Re\{\text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{B})\} \quad (17)$$

$$T_{\mathbf{W}_i} \mathcal{M}_{\mathbf{W}_i} = \{\mathbf{Z}_i \in \mathbb{C}^{M_i \times S_i}: \langle \mathbf{W}_i, \mathbf{Z}_i \rangle_{\mathbb{R}} = 0\} \quad (18)$$

$$\Pi_{\mathbf{W}_i}(\mathbf{Z}_i) = \mathbf{Z}_i - \frac{\langle \mathbf{W}_i, \mathbf{Z}_i \rangle_{\mathbb{R}}}{P_i} \mathbf{W}_i \quad (19)$$

$$\text{Retr}_{\mathbf{W}_i}(\mathbf{Z}_i) = \sqrt{P_i} \frac{\mathbf{W}_i + \mathbf{Z}_i}{\|\mathbf{W}_i + \mathbf{Z}_i\|_F} \quad (20)$$

编队位置 $\mathbf{q}_i \in \mathbb{R}^3$ 与阵元位置 $\mathbf{t}_i \in \mathbb{R}^{2M_i}$ 对应欧氏空间因子, 盒约束 $\mathcal{Q}_i$ 和 $\mathcal{A}$ 经投影 $\Pi_{\mathcal{Q}}$ 与 $\Pi_{\mathcal{A}}$ 处理, 阵元最小间距与 UAV 安全间距经映射 $\mathcal{R}_d$ 和 $\mathcal{R}_c$ 维持。UAV i 的本地乘积空间为 $\mathcal{M}_i = \mathcal{M}_{\mathbf{W}_i} \times \mathbb{R}^3 \times \mathbb{R}^{2M_i}$, 全局搜索空间 $\mathcal{M} = \prod_i \mathcal{M}_i$ 。本地优化变量为 $\Theta_i = (\mathbf{W}_i, \mathbf{q}_i, \mathbf{t}_i)$, 全局优化变量为 $\Theta = (\Theta_i)_{i \in \mathcal{I}}$, 其中 $\mathcal{Q} = \prod_{i \in \mathcal{I}} \mathcal{Q}_i$, $\Pi_{\mathcal{A}}$ 表示对阵元逐一投影至阵元可移动区域 $\mathcal{A}$ 。

4.2 光滑化与增广拉格朗日

采用黎曼增广拉格朗日方法 (Riemannian augmented Lagrangian method, RALM) 处理平滑后的约束优化问题。为构造式 (6) 的可微近似, 分别采用平滑正部函数和平滑最大函数, 其中 $\beta > 0$ 为平滑参数, $z \in \mathbb{R}$ 为标量自变量, $\mathbf{z} = (z_e)_{e \in \mathcal{E}} \in \mathbb{R}^E$ 为待取最大值的向量。两种近似的误差分别不超过 $\ln(2)/\beta$ 与 $\ln(E)/\beta$, 其中 $\beta = (\ln E + \ln 2)/0.07$ 。因此, 可以得到:

$$\psi_{\beta}(z) = \frac{\ln(1 + \exp(\beta z))}{\beta} \quad (21)$$

$$\varphi_{\beta}(\mathbf{z}) = \frac{1}{\beta} \ln\left(\sum_e \exp(\beta z_e)\right) \quad (22)$$

每个合法流的平滑速率差为合法速率与平滑最大泄漏速率之差, 对其施加平滑正部后在所有流上

求和, 得到平滑保密和速率。该代理仅用于求解, 保密性能按式(6)的原始未平滑指标评价。感知和移动约束分别归一化如下:

$$\Delta_{i,k}^{(\beta)} = R_{i,k} - \varphi_{\beta} \left((R_{i,k}^e)_e \in \mathcal{E} \right) \quad (23)$$

$$\bar{R}_{\beta}^{\text{sec}} = \sum_{i \in \mathcal{I}} \sum_{k \in \mathcal{K}_i} \psi_{\beta} \left(\Delta_{i,k}^{(\beta)} \right) \quad (24)$$

$$g_0(\Theta) = \frac{\sum_e \text{CRB}_e - \delta_{\text{CRB}}}{\delta_{\text{CRB}}} \quad (25)$$

$$g_i(\Theta) = \frac{\| \mathbf{q}_i - \mathbf{q}_i^0 \|_2^2 - R_{\text{mv}}^2}{R_{\text{mv}}^2} \quad (26)$$

以平滑保密和速率的相反数为最小化目标, 采用 Powell - Hestenes - Rockafellar (PHR) 增广拉格朗日函数处理归一化不等式约束:

$$\mathcal{L}_{\rho}(\Theta, \lambda) = -\bar{R}_{\beta}^{\text{sec}}(\Theta) + \sum_{m=0}^N \left\{ \frac{\rho}{2} \left[g_m(\Theta) + \frac{\lambda_m}{\rho} \right]_+^2 - \frac{\lambda_m^2}{2\rho} \right\} \quad (27)$$

其中 $\rho > 0$ 为罚参数, $\lambda = [\lambda_0, \dots, \lambda_N]^T \in \mathbb{R}_+^{N+1}$ 为拉格朗日乘子向量, 约束下标为 $m = 0, \dots, N$ 。仅当 $g_m(\Theta) + \lambda_m/\rho > 0$ 时, 相应约束对增广拉格朗日梯度产生非零贡献。等式功率已嵌入复球面, 并由球面回缩严格保持, 因而无需加入罚项。UAV 与阵元位置的盒约束分别通过投影处理, UAV 安全间距及阵元间距约束则通过相应的可行性映射处理。

4.3 梯度结构与分布式计算

对任一变量块 $\mathbf{X}_j \in \{ \mathbf{W}_j, \mathbf{q}_j, \mathbf{t}_j \}$, $j \in \mathcal{I}$, 增广拉格朗日函数的欧氏梯度为:

$$\nabla_{\mathbf{X}_j} \mathcal{L}_{\rho} = -\nabla_{\mathbf{X}_j} \bar{R}_{\beta}^{\text{sec}} + \sum_{m=0}^N \rho \left[g_m(\Theta) + \frac{\lambda_m}{\rho} \right]_+ \nabla_{\mathbf{X}_j} g_m \quad (28)$$

由于波束矩阵位于复球面, 而 UAV 位置和阵元位置属于欧氏空间, UAV i 的乘积流形梯度为 $\text{grad}_{\Theta_i} \mathcal{L}_{\rho} = \left(\Pi_{\mathbf{W}_i}(\nabla_{\mathbf{W}_i} \mathcal{L}_{\rho}), \nabla_{\mathbf{q}_i} \mathcal{L}_{\rho}, \nabla_{\mathbf{t}_i} \mathcal{L}_{\rho} \right)$, 其中 $\nabla_{\mathbf{W}_i} \mathcal{L}_{\rho} = 2\partial \mathcal{L}_{\rho} / \partial \mathbf{W}_i^*$ 为实值函数关于复矩阵的欧氏梯度。根据前述平滑近似, 定义 $\omega_{i,k} = \psi'_{\beta}(\Delta_{i,k}^{(\beta)}) = \frac{1}{1 + \exp[-\beta \Delta_{i,k}^{(\beta)}]}$ 以及 $\mu_{i,k,e} = \frac{\exp(\beta R_{i,k}^e)}{\sum_{e' \in \mathcal{E}} \exp(\beta R_{i,k}^{e'})}$ 。其中

$$\nabla_{\mathbf{q}_i} [\mathbf{h}_{i,v}]_n = \frac{\kappa}{2d_{i,v}} [\mathbf{h}_{i,v}]_n \mathbf{u}_{i,v}$$

$$+ jk_0 \sqrt{\beta_0 (d_{i,v}/d_0)^{-\kappa}} \sum_{\ell=1}^L c_{i,v,\ell} \exp(jk_0 \mathbf{t}_{i,n}^T \Psi_{i,v,\ell}) (\mathbf{D}_{i,v,\ell}^{\Psi})^T \mathbf{t}_{i,n}$$

ψ'_{β} 表示对函数自变量求导。对任一变量块 $\mathbf{X}_j$, 有:

$$\nabla_{\mathbf{X}_j} \bar{R}_{\beta}^{\text{sec}} = \sum_{i \in \mathcal{I}} \sum_{k \in \mathcal{K}_i} \omega_{i,k} \left(\nabla_{\mathbf{X}_j} R_{i,k} - \sum_{e \in \mathcal{E}} \mu_{i,k,e} \nabla_{\mathbf{X}_j} R_{i,k}^e \right) \quad (29)$$

为揭示跨 UAV 耦合结构, 定义合法用户 k 的期望信号功率和含噪总接收功率分别为 $S_k^U = |\mathbf{h}_{s(k),k}^H \mathbf{W}_{s(k),k}|^2$ 以及:

$$T_k^U = \sum_{j \in \mathcal{I}} \sum_{r \in \mathcal{K}_j} |\mathbf{h}_{j,k}^H \mathbf{W}_{j,r}|^2 + \sum_{j \in \mathcal{I}} \|\mathbf{h}_{j,k}^H \mathbf{W}_{s,j}\|_2^2 + \sigma_k^2 \quad (30)$$

并令 $I_k^U = T_k^U - S_k^U$ 。类似地, 对窃听者 e , 定义 $S_{i,k,e}^E = |\mathbf{h}_{i,e}^H \mathbf{W}_{i,k}|^2$ 以及:

$$T_e^E = \sum_{j \in \mathcal{I}} \sum_{r \in \mathcal{K}_j} |\mathbf{h}_{j,e}^H \mathbf{W}_{j,r}|^2 + \sum_{j \in \mathcal{I}} \|\mathbf{h}_{j,e}^H \mathbf{W}_{s,j}\|_2^2 + \sigma_e^2 \quad (31)$$

并令 $I_{i,k,e}^E = T_e^E - S_{i,k,e}^E$ 。由速率关于接收功率的微分关系, 定义合法端干扰敏感度系数 $\pi_k^U = \omega_{s(k),k} \frac{\gamma_k}{(1 + \gamma_k) I_k^U \ln 2}$ 以及窃听端聚合泄漏敏感度系数:

$$\pi_e^E = \sum_{i \in \mathcal{I}} \sum_{k \in \mathcal{K}_i} \omega_{i,k} \mu_{i,k,e} \frac{\gamma_{i,k}^e}{(1 + \gamma_{i,k}^e) I_{i,k,e}^E \ln 2} \quad (32)$$

于是, 平滑保密和速率的微分可写为:

$$\begin{aligned} d\bar{R}_{\beta}^{\text{sec}} = & \sum_{k \in \mathcal{K}} \left[-\pi_k^U dT_k^U + \frac{\omega_{s(k),k}}{I_k^U \ln 2} dS_k^U \right] \\ & + \sum_{e \in \mathcal{E}} \left[\pi_e^E dT_e^E - \sum_{i \in \mathcal{I}} \sum_{k \in \mathcal{K}_i} \frac{\omega_{i,k} \mu_{i,k,e}}{I_{i,k,e}^E \ln 2} dS_{i,k,e}^E \right] \end{aligned} \quad (33)$$

式(33)将跨 UAV 的接收功率耦合表示为合法端与窃听端的公共敏感度及本地服务数据流的信号功率修正项。对式(2)的路径方向模型, 定义路径方向余弦关于 UAV 位置的雅可比矩阵 $\mathbf{D}_{i,v,\ell}^{\Psi} = \partial \Psi_{i,v,\ell} / \partial \mathbf{q}_i^T \in \mathbb{R}^{2 \times 3}$, 其中 $\mathbf{E}_{xy} = [\mathbf{I}_2 \mathbf{0}]$ 为水平分量选择矩阵。路径系数、混合系数和散射参考方向在优化中保持不变时, 信道位置导数由式(35)和式(36)给出:

$$\mathbf{D}_{i,v,\ell}^{\Psi} = -\frac{1 - \mathcal{G}_{\ell}}{d_{i,v}} \mathbf{E}_{xy} (\mathbf{I}_3 - \mathbf{u}_{i,v} \mathbf{u}_{i,v}^T) \quad (34)$$

(35)

$$\nabla_{\mathbf{t}_{i,n}}[\mathbf{h}_{i,v}]_n = jk_0 \sqrt{\beta_0 \left(\frac{d_{i,v}}{d_0} \right)^{-\kappa}} \sum_{\ell=1}^L c_{i,v,\ell} \boldsymbol{\Psi}_{i,v,\ell} e^{jk_0 \mathbf{t}_{i,n}^\top \boldsymbol{\Psi}_{i,v,\ell}} \quad (36)$$

式(35)和式(36)给出信道的位置导数, 其中 UAV 位置导数同时包含路径损耗与方向变化的贡献。定义

$$\mathbf{Z}_e^{\text{CRB}} = \mathbf{M}_e^{-1} \mathbf{M}_e^{-1}, \mathbf{S}_{i,e}^\xi = -\mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}} \mathbf{Z}_e^{\text{CRB}} (\mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}})^\top \quad (37)$$

对 UAV i 的任一变量 χ , 位置 CRB 的导数为:

$$\frac{\partial \text{CRB}_e}{\partial \chi} = \left\langle \mathbf{S}_{i,e}^\xi, \frac{\partial \mathbf{J}_{i,e}^\xi}{\partial \chi} \right\rangle_F - 2 \left\langle \mathbf{J}_{i,e}^\xi \mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}} \mathbf{Z}_e^{\text{CRB}}, \frac{\partial \mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}}}{\partial \chi} \right\rangle_F \quad (38)$$

其中 $\langle \mathbf{A}, \mathbf{B} \rangle_F = \text{tr}(\mathbf{A}^\top \mathbf{B})$ 。当 χ 为波束矩阵或阵元位置的实分量时, $\partial \mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}} / \partial \chi = \mathbf{0}$; 当 χ 为 UAV 位置 $\mathbf{q}_i$ 的实分量时, 式(38)的两项均需保留。对实值函数 f , 式(17)实内积下的复矩阵欧氏梯度满足 $\nabla_{\mathbf{w}_i} f = 2\partial f / \partial \mathbf{W}_i^*$ 。方向 FIM 关于波束矩阵的 Wirtinger 导数为:

$$\frac{\partial [\mathbf{J}_{i,e}^\xi]_{ab}}{\partial \mathbf{W}_i^*} = \frac{L_s |\alpha_{i,e}|^2}{\sigma_{r,i}^2} (\mathbf{G}_{i,e,b}^H \mathbf{G}_{i,e,a} + \mathbf{G}_{i,e,a}^H \mathbf{G}_{i,e,b}) \mathbf{W}_i \quad (39)$$

其中 $a, b \in \{x, y\}$, 阵元位置梯度可由 $\mathbf{G}_{i,e,a}$ 关于 $\mathbf{t}_i$ 的导数获得; UAV 位置梯度还需计算回波功率、方向余弦及坐标变换雅可比 $\mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}}$ 随 $\mathbf{q}_i$ 的变化。每架 UAV 首先计算其对各接收端总功率的本地贡献, 并通过求和聚合获得 $\{T_k^U\}_{k \in \mathcal{K}}$ 和 $\{T_e^E\}_{e \in \mathcal{E}}$ 。在此基础上, 可分别计算合法端 $\{\pi_k^U\}$ 和窃听端 $\{\pi_e^E\}$ 。根据式(33), 各 UAV 利用上述聚合量和本地服务数据流的信号功率修正项即可恢复其保密和速率块梯度。对于协同感知, UAV i 计算本地位置 FIM 贡献 $\mathbf{M}_{i,e} = (\mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}})^\top \mathbf{J}_{i,e}^\xi \mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}}$ 。通过聚合 $\mathbf{M}_e = \sum_{i \in \mathcal{I}} \mathbf{M}_{i,e}$, 各 UAV 均可构造 $\mathbf{Z}_e^{\text{CRB}}$ 并依据式(38)计算本地 CRB 梯度。由于每个二维对称位置 FIM 仅含三个独立实分量, 目标与 FIM 梯度所需的接收功率、敏感度系数及位置 FIM 聚合统计量的维度为 $O(K + E)$ 。

令 $a_{i,e} = |\alpha_{i,e}|^2$, 则 $\nabla_{\mathbf{q}_i} a_{i,e} = 2\kappa a_{i,e} \mathbf{u}_{i,e} / d_{i,e}$ 。由 $\mathbf{J}_{i,e}^\xi \propto a_{i,e}$, 其第 r 个位置导数含 $(2\kappa u_{i,e}^r / d_{i,e}) \mathbf{J}_{i,e}^\xi$ 。由式(38), 回波功率变化对目标 e 的 CRB 关于 $\mathbf{q}_i$ 的梯度贡献为 $\mathbf{g}_{i,e}^p = -(2\kappa / d_{i,e}) \text{tr}(\mathbf{M}_e^{-2} \mathbf{M}_{i,e}) \mathbf{u}_{i,e}$, 其中 $\mathbf{M}_{i,e} = (\mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}})^\top \mathbf{J}_{i,e}^\xi \mathbf{H}_{i,e}^{\text{xy}}$ 。完整位置梯度还包含方向响应与坐标映射的导数; 通信信道与感知 CRB 的位置导数分别见式(35)与式(38)。

命题 1 (精确聚合下的分解一致性)。在采用

精确光滑导数, 或集中式与分布式实现采用相同确定性本地导数算子时, 若接收总功率、干扰与泄漏敏感度系数及协同位置 FIM 均被精确聚合, 且各 UAV 保留本地服务数据流的信号功率修正项, 则上述聚合统计量与本地修正项可重构与集中式同算法一致的块梯度; 对各 UAV 计算的本地目标贡献进行标量求和, 可获得一致的全局目标值。在精确算术下, 若初值、同步更新、候选映射和步长选择完全相同, 两种实现产生相同的迭代序列。

证明: 式(33)将平滑保密和速率的全局微分精确分解为接收端公共敏感度项与各 UAV 本地服务数据流的信号功率修正项; 协同位置 FIM 则由各 UAV 的本地 FIM 贡献线性相加。由于乘积流形投影关于 UAV 变量块可分, 精确聚合得到的各块黎曼梯度与集中式梯度一致。各 UAV 本地目标贡献的求和亦等于集中式目标值, 故在相同确定性更新规则下逐次产生相同迭代点。

该分解适用于局部变量经可加统计量耦合的可微目标。令 $\mathbf{s} = \sum_i \mathbf{a}_i(\mathbf{x}_i)$, $F = \Phi(\mathbf{s}) + \sum_i f_i(\mathbf{x}_i, \mathbf{s})$,

则 $\nabla_i F = \partial_i f_i + (D\mathbf{a}_i)^\top \mathbf{v}$, 其中 $\mathbf{v} = \nabla_s \Phi + \sum_j \nabla_s f_j$ 。

$\partial_i f_i$ 表示固定 $\mathbf{s}$ 时关于 $\mathbf{x}_i$ 的偏导。两阶段分别聚合统计量 $\mathbf{s}$ 与敏感度 $\mathbf{v}$, 分解关系由可微性与可加耦合结构决定, 不依赖特定信道参数化形式。本文的接收功率与位置 FIM 满足上述结构, 在 FIM 正定条件下, 结合本地期望信号修正即可重构块梯度, UAV 安全间距通过位置信息交换协调。固定用户数与目标数时, 核心统计量维数不随阵元数及波束参数规模增加, 从而减少高维设计参数交换。

4.4 内层下降与外层增广拉格朗日更新

内层更新将波束负梯度投影到复球面切空间, 并将编队位置和阵元位置的负梯度投影到相应盒约束切锥。记各全局变量块投影后的负梯度方向为

$$\bar{\mathbf{d}}_b, \text{ 则 } \mathbf{d}_b = \frac{r_b \bar{\mathbf{d}}_b}{\|\bar{\mathbf{d}}_b\| + \epsilon}, \quad b \in \{W, q, t\}, \text{ 其中 } r_b > 0$$

为块尺度, $\epsilon > 0$ 用于避免除零。候选更新按式(40)一式(42)生成。

三类下降方向分别由全部 UAV 的波束、编队位置和阵元位置分量组成, 按各自全局块范数归一化; 波束和阵元块的全局范数为各 UAV 分量范数平方和的平方根。式(40)的回缩采用式(20), 式(41)对完整编队实施 UAV 安全间距协调, 式(42)对各

UAV 阵列分别实施间距修复。

$$\mathbf{W}_i^+ = \text{Retr}_{\mathbf{W}_i}(\tau \mathbf{d}_{\mathbf{W}_i}) \quad (40)$$

$$\mathbf{Q}^+ = \mathcal{R}_c[\Pi_{\mathcal{Q}}(\mathbf{Q} + \tau \mathbf{d}_{\mathbf{Q}})] \quad (41)$$

$$\mathbf{T}^+ = \mathcal{R}_d[\Pi_{\mathcal{A}}(\mathbf{T} + \tau \mathbf{d}_{\mathbf{T}})] \quad (42)$$

上述更新中, 波束变量采用复球面回缩, UAV 位置与阵元位置采用盒投影及间距修复。为使线搜索反映更新后的实际位移, 记当前点 (Θ, λ) 处的波束黎曼梯度、UAV 位置与阵元位置的欧氏梯度分别为:

$$\mathbf{G}_{\mathbf{W}_i} = \Pi_{\mathbf{W}_i}(\nabla_{\mathbf{W}_i} \mathcal{L}_\rho), \mathbf{g}_{\mathbf{q}_i} = \nabla_{\mathbf{q}_i} \mathcal{L}_\rho, \mathbf{g}_{\mathbf{t}_i} = \nabla_{\mathbf{t}_i} \mathcal{L}_\rho \quad (43)$$

利用当前点梯度与修复后候选点的实际位移, 定义一阶模型变化量 $\hat{\Delta}_\tau$ 如下:

$$\begin{aligned} \hat{\Delta}_\tau = & \sum_{i \in \mathcal{I}} \Re \left\{ \text{tr} \left[\mathbf{G}_{\mathbf{W}_i}^H (\mathbf{W}_i^+ - \mathbf{W}_i) \right] \right\} \\ & + \sum_{i \in \mathcal{I}} \mathbf{g}_{\mathbf{q}_i}^\top (\mathbf{q}_i^+ - \mathbf{q}_i) + \sum_i \mathbf{g}_{\mathbf{t}_i}^\top (\mathbf{t}_i^+ - \mathbf{t}_i) \end{aligned} \quad (44)$$

上标+表示经回缩、投影和间距修复得到的候选点。仅当其最大归一化位置约束违反度不超过 10^{-8} 、 $\hat{\Delta}_\tau < 0$, 并满足 $L_\rho(\Theta^+, \lambda) \leq L_\rho(\Theta, \lambda) + c_A \hat{\Delta}_\tau$ 时, 才接受该候选点。步长取 $\tau = \zeta^{j_{\text{bt}}}$, 其中 $0 < c_A, \zeta < 1$, $j_{\text{bt}} = 0, 1, \dots$ 为步长收缩次数。若活动块范数低于数值阈值或回溯失败, 则结束当前内层循环。每轮外层迭代以内层输出点更新乘子与罚参数。算法按预设内外层迭代预算运行; 终止后, 从历史可行点中选择保密和速率最高者作为输出, 若没有可行点, 则返回约束违反度最小的记录点。乘子更新为 $\lambda_m^{r+1} = [\lambda_m^r + \rho^r g_m(\Theta^{r+1})]_+$ 。上式中 r 表示外层迭代, 乘子在内层输出点更新。违反量超过 10^{-3} 且超过前一轮的 0.5 倍时, 罚参数乘以 2.5, 但不超过 10^8 ; 初始比较违反量取正无穷。

在命题 1 条件下, 两阶段聚合保持与集中式同算法一致的块梯度及迭代序列。固定平滑参数, 若函数连续可微、FIM 一致正定、有效乘子有界, 且计入全部硬约束法锥的内层驻点残差与互补残差趋零, 则可行聚点满足一阶条件。DPRGT[11]通过参数一致性与梯度跟踪实现节点协调, 一致性 ADMM[12]采用辅助变量分裂; 本文以统计量聚合重构块梯度, 并通过上述残差条件刻画流形与非凸位置约束下的一阶性质。

FIM 求逆采用 $10^{-12} \mathbf{I}$ 数值加载; 量化 FIM 先对

称化, 再将特征值截断至不低于 $\max(10^{-12}, 10^{-8} \|\mathbf{M}\|_2)$ 。数值加载与特征值截断用于稳定 FIM 计算, 原问题可行性依据未加载 FIM 及其 CRB 判定。

4.5 复杂度与通信开销

定义链路相关计算的计数系数 $C_i^{\text{link}} = K + E + K_i(E + 1)$, I_{ls} 为每次内层更新的回溯评价次数, I_{rep} 为位置约束修复扫描次数。按稠密矩阵运算与低秩结构计算, 每架 UAV 一次完整梯度评估的复杂度为 $O(C_i^{\text{link}}(M_i L + M_i^2) + (K + E)M_i^2 S_i + E(M_i^3 + M_i^2 S_i))$ 。前两项分别对应信道及其位置导数和总接收功率计算; $O(EM_i^3)$ 包含阵元位置的 CRB 解析导数计算及 UAV 位置 FIM 的中心差分计算, 无需将波束变量提升为半定矩阵。整个网络的位置约束修复复杂度为 $O(I_{\text{rep}}(N^2 + NM_i^2))$ 。一次内层更新还需计入回溯过程中的候选点目标与约束评估及位置修复。目标与 FIM 梯度的核心聚合统计量维度为 $O(K + E)$ 。完整通信计入块范数、回溯检查、外层协调及 UAV 安全间距协调所需的位置信息; 表 A1 给出各基本轮次的有效载荷, 图 11(c) 进一步比较包含初始化与设计下发的累计控制通信量。同步等待增加完成时间, 量化或过期信息引入的梯度偏差与位置 FIM 条件数相关。令位置 FIM 聚合误差为 $\mathbf{E}_e$, 并设 $\lambda_{\min}(\mathbf{M}_e) \geq \underline{m} > 0$ 且 $\epsilon_e = \|\mathbf{E}_e\|_2 < \underline{m}$, 则逆矩阵扰动满足 $\|(\mathbf{M}_e + \mathbf{E}_e)^{-1} - \mathbf{M}_e^{-1}\|_2 \leq \frac{\epsilon_e}{\underline{m}(\underline{m} - \epsilon_e)}$ 。上述界揭示了多 UAV 观测配置与聚合误差敏感性的联系: 位置 FIM 接近退化时, 信息误差的影响增大。典型配置为 $N = 3$ 、 $K = 5$ 、 $E = 2$ 、 $M_i = 4$ 、 $L = 8$ 、 $N_s = 4$ 、 $L_s = 2048$ 、 $K_i = 0-4$ 、 $S_i = 4-8$ 。全网实值参数维数 $D = \sum_i (3 + 2M_i + 2M_i S_i) = 169$ 。表 A1 比较各算法基本轮次的计算量与通信载荷, 图 11 在统一中央处理器 (central processing unit, CPU) 时间预算下比较求解效率。

5 仿真结果

5.1 仿真设置与统计口径

默认场景设 $N = 3$ 、 $K = 5$ 、 $E = 2$, 每架 UAV 配置 $M_i = 4$ 个阵元。载频为 28 GHz, 有效路径数为 $L = 8$, 单位距离功率增益和路径损耗指数分别

为-30 dB和2.2。每机发射功率为15 dBm, 合法用户、窃听者及雷达接收端噪声功率均为-70 dBm; 感知快拍数为 $L_s = 2048$, 专用感知/AN流数取 $N_s = M_t$, 故 $S_i = |\mathcal{K}_i| + M_t$ 。UAV的初始编队半径和高度分别为70 m和60 m, 最大位置调整距离、最小安全间距及位置域分别为150 m、10 m和 $[-150, 150]^2 \times [40, 90]$ m。合法用户与窃听者均位于地面, 水平位置分别在 $[-120, 120]^2$ m和 $[-100, 100]^2$ m内生成; 用户按初始编队关联至最近UAV, 优化中保持不变。由上述部署域可得 $|u_{i,e}^z| \geq 0.11242$, 排除了第2.4节所述垂直方向余弦趋零导致的坐标映射退化。阵元可在 $[-3\lambda_c, 3\lambda_c]^2$ 内连续移动, 最小间距为 $0.5\lambda_c$ 。阵列响应不含 $1/\sqrt{M_t}$ 归一化因子, 归一化等效散射系数取 $10^{4.5}$; 除特别说明外, 每机总辐射功率保持不变。本文采用均方根位置误差下

界作为感知指标, 即 $\varepsilon_{\text{CRB}} = \sqrt{\frac{1}{E} \sum_{e=1}^E \text{CRB}_e}$ 。 ε_{CRB} 表征给定观测模型下无偏位置估计的均方根误差理论下界。原约束 $\sum_e \text{CRB}_e \leq \delta_{\text{CRB}}$ 等价于 $\varepsilon_{\text{CRB}} \leq \varepsilon_{\text{tar}}$, 其

中 $\delta_{\text{CRB}} = E\varepsilon_{\text{tar}}^2$ 。实验取 $\varepsilon_{\text{tar}} = 1$ m为所有标定拓扑均可达的最小候选值。自由度性能对比包含固定编队、紧凑FPA、大孔径FPA和随机固定阵列 (random-position array, RPA)。固定编队^[16]受UAV移动性对比启发, 固定 $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^0$, 仅优化 $\mathbf{T}$ 和 $\mathbf{W}$; 两种FPA分别采用半波长规则阵列和覆盖给定区域的稀疏固定布局^[14], 固定 $\mathbf{T}$; RPA参照低空MA-ISAC^[15], 为每个拓扑生成一次满足间距约束的阵元布局并固定 $\mathbf{T}$ 。四种求解方法采用相同信道模型与可行性判据。DPM-RALM、PSO-MA和DPRGT-RALM均优化编队位置 $\mathbf{Q}$ 、阵元位置 $\mathbf{T}$ 及波束 $\mathbf{W}$; ADMM-Q固定 $\mathbf{T}$, 仅优化 $(\mathbf{Q}, \mathbf{W})$ 。PSO-MA借鉴文献[18-19]的嵌套结构, 以PSO[20]搜索 $(\mathbf{Q}, \mathbf{T})$, 并在各候选位置下采用RALM优化 $\mathbf{W}$ 。DPRGT-RALM借鉴文献[11]的梯度跟踪方法, 在环形网络上以对称双随机权重混合完整设计参数与梯度跟踪量, 外层平均参数并更新PHR乘子及罚参数。ADMM-Q借鉴文献[12]的一致性协调方法更新 $\mathbf{Q}$, 并在每轮外层迭代固定更新后的位置重优化 $\mathbf{W}$ 。常规参数扫描仅统计原问题可行解的保密和速率及均方根位置误差下界 ε_{CRB} , 误差棒表示均值标准误 (standard error of the mean, SEM)。感知指标记为

ε_{CRB} , 其中 $\varepsilon_{\text{CRB}} \leq \varepsilon_{\text{tar}}$ 。感知余量以门限与均方根位置误差下界之差 $\varepsilon_{\text{tar}} - \varepsilon_{\text{CRB}}$ 表征。信道系数由各路径原始系数经单位能量归一化得到。归一化前, 直达径系数取1, 其余路径系数为方差为 $1/(L-1)$ 的独立零均值复高斯变量, 直达径功率与散射径总功率的期望相等。位置误差为零均值各向同性高斯变量, 路径系数与NLoS相位分别施加归一化扰动和高斯扰动。图10-图11的关键固定条件见各图注。

常规性能实验 (图8除外) 采用20个共同拓扑; DPM-RALM及其变量块消融采用四组预设初值, 每组至多600轮外层迭代、每轮至多20次内层更新。图10-图11采用10个共同拓扑及相同大孔径阵初始布局, 在单线程CPU下统一预热后计时; 给定时限内未获得可行解的拓扑按零速率计入均值。图10基于5 s CPU参考预算记录的迭代轨迹, 评价10 s完成时限内的保密性能, 完成时间包括计算、传输与阶段等待。图11(a)(b)仅计CPU时间; 图11(c)统计5 s CPU参考预算下至终止检查及设计下发完成的累计控制通信量。

5.2 收敛轨迹与变量块消融

图2(a)中, 完整设计末轮为28.04 bit/s/Hz, 高于四种受限设计。第300轮各方法已达到最终速率的97%—99%, 随后增幅减小。图2(b)以三类投影负梯度的全局块范数合成指标和归一化原问题约束违反度, 分别表征投影方向与可行性的演化。前者对应波束球面与位置盒约束下的投影方向, 后者评价原问题约束的满足程度; 完整一阶条件见第4.4节。DPM-RALM的归一化约束违反度由 9.91×10^{-2} 降至 5.75×10^{-7} , 自第21轮起全部拓扑均可行, 随后保密和速率逐步趋于稳定。默认20个共同拓扑的DPM-RALM最终解中, $|u_{i,e}^z| \in [0.189117, 0.991608]$, 各目标的未加载协同位置FIM均为正定, 最小特征值不低于0.534352 m⁻²。

图2(c)给出20个共同拓扑的变量块消融。完整设计的平均保密和速率为28.04 bit/s/Hz, 较固定编队和固定大孔径阵分别提高6.21和8.12 bit/s/Hz; 仅优化波束与固定随机初始波束方案分别为14.15和5.13 bit/s/Hz。相较仅优化波束, 完整设计将合法速率和由15.49提高至28.67 bit/s/Hz, 最坏泄漏速率和由1.42降至0.63 bit/s/Hz, 表明位置优化兼具合法链路增强与泄漏抑制收益。

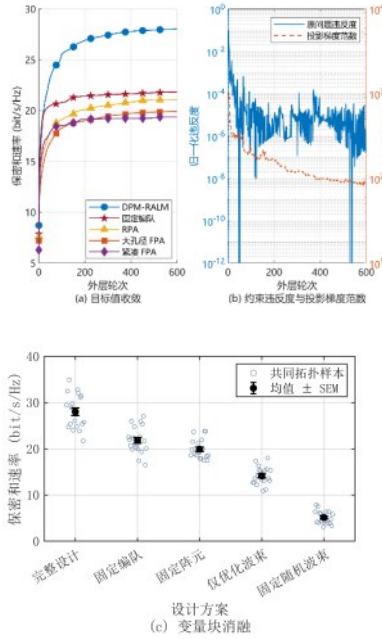


图2 收敛轨迹与变量块消融:(a)目标收敛曲线,(b)约束违反度与投影梯度范数曲线,(c)变量块消融;黑色标记与误差棒为均值 $\pm$ SEM。

5.3 UAV协同规模

固定总辐射功率 94.87 mW, 改变 N 并按 $P_i = P_{\text{tot}}/N$ 分配。图 3(a)中, DPM-RALM 在各 N 下的平均保密和速率均高于三种基线; $N=5$ 时相对 ADMM-Q、DPRGT-RALM 和 PSO-MA 分别提升 21.7%、8.4% 和 45.1%。DPRGT-RALM 与 DPM-RALM 的速率差距随 N 增大而收窄, 但全变量副本与梯度跟踪仍消耗预算; PSO-MA 与 DPM-RALM 的差距由 4.467 扩大至 9.764 bit/s/Hz, 反映该预算下两类位置更新的解质量差异; ADMM-Q 则缺少阵元自由度。固定总功率下, DPM-RALM 的速率仍由 24.37 增至 31.40 bit/s/Hz (+28.9%), 图 3(b)中的 ε_{CRB} 同时由 0.84 降至 0.40 m。在总辐射功率不变时, 增加 UAV 仍可通过观测方向互补与阵列维度扩展改善通信及定位性能。

5.4 多用户负载性能

令 $K \in \{2, 3, 4, 5\}$, 图 4(a)中, DPM-RALM 相对 ADMM-Q、DPRGT-RALM 和 PSO-MA 的增益由 $K=2$ 时的 16.5%、18.6% 和 29.3%, 扩大至 $K=5$ 时的 30.4%、46.8% 和 40.1%。其速率随 K 由 18.76 增至 28.041 bit/s/Hz (+49.4%), 但每用户速率由 9.38 降至 5.60 bit/s/Hz (-40.2%), 符合固定功率和阵列维度下的资源摊薄规律。图 4(b)中, ε_{CRB} 由

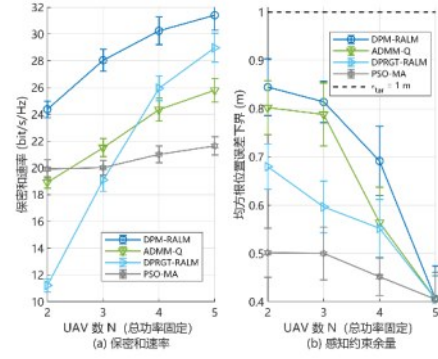


图3 固定总辐射功率下的协同规模扩展

0.71 增至 0.81 m, 仍低于感知门限, 反映了用户负载增加时通信服务与协同定位精度之间的折中。用户数增加使流间干扰协调更加复杂, 联合调整 $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{T}$ 与 $\mathbf{W}$ 能够同时调控用户间干扰与窃听泄漏。

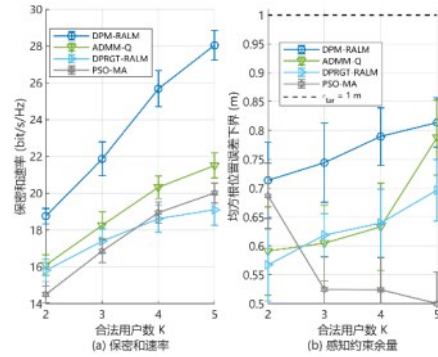


图4 合法用户数对系统性能的影响

5.5 发射功率性能

令每机发射功率 $P_i \in \{0.5, 10, 15, 20\}$ dBm。图 5(a)中, DPM-RALM 在五个功率点的平均保密和速率均高于三种基线; 在 20 dBm 时相对 ADMM-Q、DPRGT-RALM 和 PSO-MA 分别提升 29.9%、41.7% 和 35.6%。其速率由 11.20 增至 32.72 bit/s/Hz, 相对 ADMM-Q 和 PSO-MA 的绝对差分别由 3.02、3.66 扩大至 7.54、8.59 bit/s/Hz。图 5(b)中 0 dBm 处 DPM-RALM 的 $\varepsilon_{\text{CRB}} = 0.98$ m 且功率增至 20 dBm 后, 该指标降至 0.62 m。发射功率同时影响合法信号、干扰与泄漏。随着功率增加, 位置与波束联合调整能够改善通信链路并增加协同定位信息, 从而在满足感知要求的同时提高保密和速率。

5.6 窃听器数量扩展性能

令 $E \in \{1, 2, 3, 4\}$, 图 6(a)中, $E=4$ 时 DPM-RALM 相对 ADMM-Q、DPRGT-RALM 和 PSO-MA

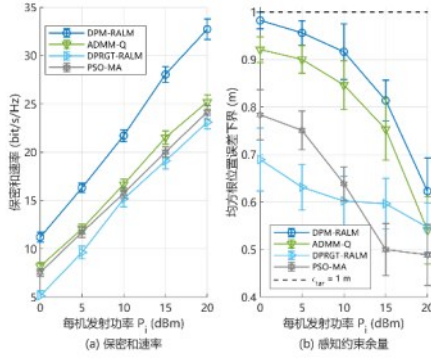


图5 每机发射功率对系统性能的影响

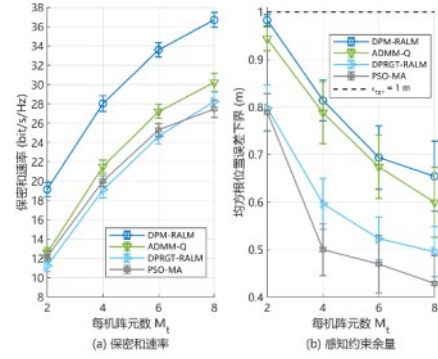


图7 每机阵元数对系统性能的影响

分别提升34.6%、47.0%和40.7%；当 E 由1增至4，其速率仅下降9.7%，而对比算法下降15.0%~18.1%。图6(b)中，DPM-RALM的 ϵ_{CRB} 仅由0.77增至0.84 m，并在所扫描参数点满足门限。窃听者增加同时扩展了定位目标与泄漏抑制方向。位置与波束联合优化利用各链路的方向响应差异，协调多目标定位与泄漏抑制；专用感知/AN波束则同时提供定位信息并干扰窃听接收。

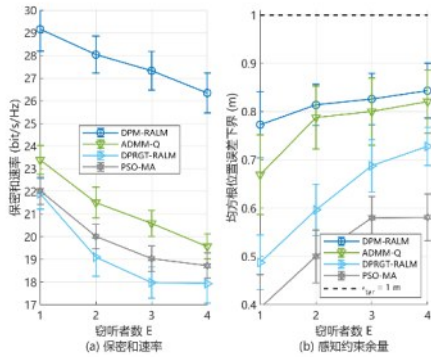


图6 窃听者数对系统性能的影响

5.7 单机阵元数扫描性能

令 $M_t \in \{2, 4, 6, 8\}$ ，图7(a)中， $M_t = 8$ 时DPM-RALM相对ADMM-Q、DPRGT-RALM和PSO-MA分别提升21.4%、30.0%和33.5%。DPM-RALM的保密和速率随 M_t 由19.15增至36.69 bit/s/Hz (+91.6%)，相邻采样点的增量由8.89降至3.10 bit/s/Hz，呈现固定功率下的边际收益递减。图7(b)中， ϵ_{CRB} 由0.98降至0.65 m。新增阵元扩展了波束与阵列响应的可调维度。ADMM-Q固定阵元位置，PSO-MA的搜索维度随 M_t 增长，DPRGT-RALM需维护和混合更高维的变量，所测预算下，三种基线的平均速率均低于DPM-RALM。

5.8 感知容差扫描与约束松紧的影响

令 $\epsilon_{\text{tar}} \in \{0.4, 0.7, 1.0, 1.3, 1.6, 1.9\}$ m 且 $\delta_{\text{CRB}} = E\epsilon_{\text{tar}}^2$ 随扫描变化，图8(a)中 $\epsilon_{\text{tar}} = 1$ m处DPM-RALM和ADMM-Q均值分别为28.70和22.21 bit/s/Hz。此外，DPM-RALM相对ADMM-Q的增益在 $\epsilon_{\text{tar}} = 0.4$ m时为7.37 bit/s/Hz (36.8%)，在1.9 m时仍为5.82 bit/s/Hz (25.0%)。随着容差放宽，其速率由27.40增至29.07 bit/s/Hz (+6.1%)，低于ADMM-Q的16.1%，表明在该实验设置下，完整设计对感知容差放宽的速率敏感性较低。图8(b)中，两种方法均满足门限。DPM-RALM的 ϵ_{CRB} 由0.36 m增至1.16 m，占相应容差的比例由90.1%降至61.0%；ADMM-Q的对应范围为0.31~1.01 m，占比由78.6%降至53.0%。DPM-RALM在整个容差扫描范围内均保持高于ADMM-Q的平均保密和速率。

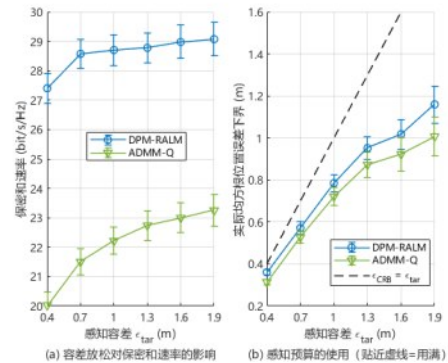


图8 感知容差对系统性能的影响

5.9 信道与位置不确定性的影响

图9(a)中，窃听者位置RMSE为5 m时，DPM-RALM达到27.22 bit/s/Hz，较ADMM-Q、DPRGT-RALM和PSO-MA分别提高29.0%、44.3%和

39.1%，较无误差情形下降2.9%。位置偏差改变窃听方向与阵列响应，使实际泄漏信道偏离设计信道。图9(b)中，UAV至合法用户及窃听者链路的复路径增益归一化扰动功率由-20增至-10 dB时，DPM-RALM的平均保密和速率由27.00降至22.41 bit/s/Hz；在-10 dB处仍较ADMM-Q提高27.5%。图9(c)中，NLoS相位标准差为40°时，其速率为19.24 bit/s/Hz，较三种基线分别提高26.1%、38.2%和54.9%。幅相失配破坏多径相干增强及泄漏抑制，因而误差增大时各方法性能下降。图9(d)中，UAV位置RMSE为1 m时，DPM-RALM为27.17 bit/s/Hz，较无误差情形下降3.1%；平台偏移同时扰动多条链路的距离与方向。上述结果表明，在所测试的信道与位置失配范围内，DPM-RALM的平均保密和速率在所比较方法中仍保持领先。

5.10 非理想信息交换的影响

图10(a)中，各UAV与协调UAV交换的统计量按每实数分量12位量化时，DPM-RALM达到16.52 bit/s/Hz，较ADMM-Q和DPRGT-RALM分别提高24.8%和55.7%。4位时降至5.26 bit/s/Hz，12—16位时接近未量化参考值16.51 bit/s/Hz。量化误差经FIM求逆与敏感度计算扰动梯度重构，提高交换精度可减轻这一影响。图10(b)中，DPM-RALM的阶段时延指各UAV向协调UAV上报统计量或接收其广播结果的附加等待。4 ms时，DPM-RALM达到13.30 bit/s/Hz，较ADMM-Q和DPRGT-RALM分别提高9.4%和79.1%。等待时间增加使完成时限内的更新次数减少，DPM-RALM和DPRGT-RALM速率下降，仅协调位置的ADMM-Q变化较小。图10(c)中，丢包率由0增至20%时，DPM-RALM保持16.51—16.80 bit/s/Hz，而DPRGT-RALM降至3.58 bit/s/Hz。DPM-RALM以缓存统计量维持更新、以可靠控制消息支持更新判定，在所测丢包范围内保持较稳定的保密性能；DPRGT-RALM的参数一致性与梯度跟踪均受丢包影响。

5.11 计算与通信效率

图11(a)中，5 s CPU时间下DPM-RALM达到16.51 bit/s/Hz，较ADMM-Q、DPRGT-RALM和PSO-MA分别提高35.7%、91.3%和13.0%，且在0.4—5 s采样点的平均速率均高于这三种基线。联合梯度更新较PSO-MA减少候选位置的 inner beam 求解，低秩计算降低梯度运算量；ADMM-Q受固定

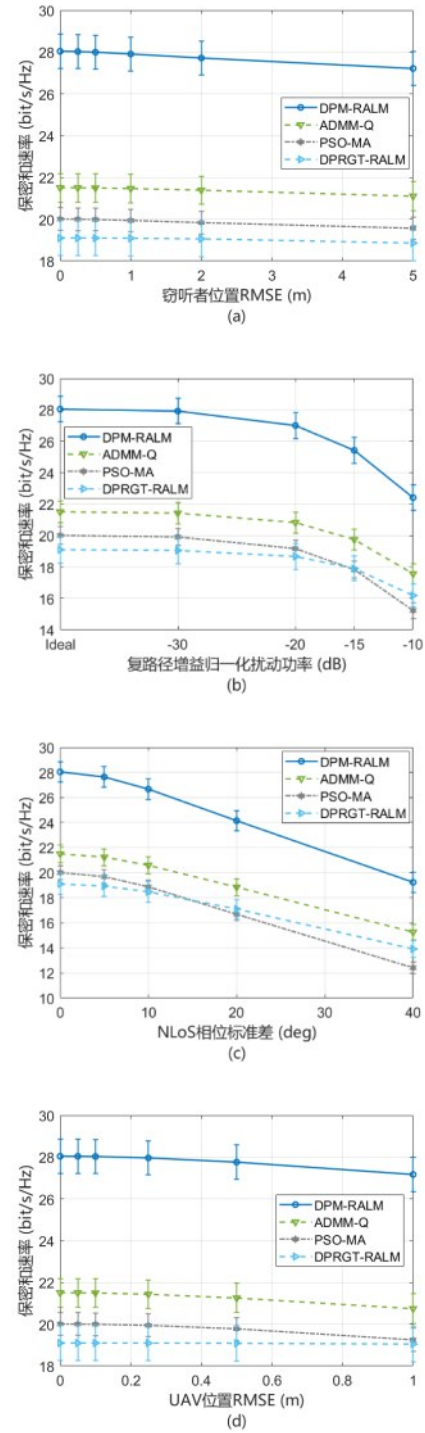


图9 信道与位置不确定性对保密性能的影响:(a)窃听者位置误差;(b)复路径增益扰动;(c)NLoS路径相位变化;(d)UAV位置偏差

阵元限制，DPRGT-RALM需额外维护完整设计参数及梯度跟踪量。图11(b)中，5 s内DPM-RALM与PSO-MA达到15 bit/s/Hz的拓扑比例分别为80%和30%，ADMM-Q与DPRGT-RALM均无拓扑达标；达到相同30%比例时，前两者分别需约1.0 s

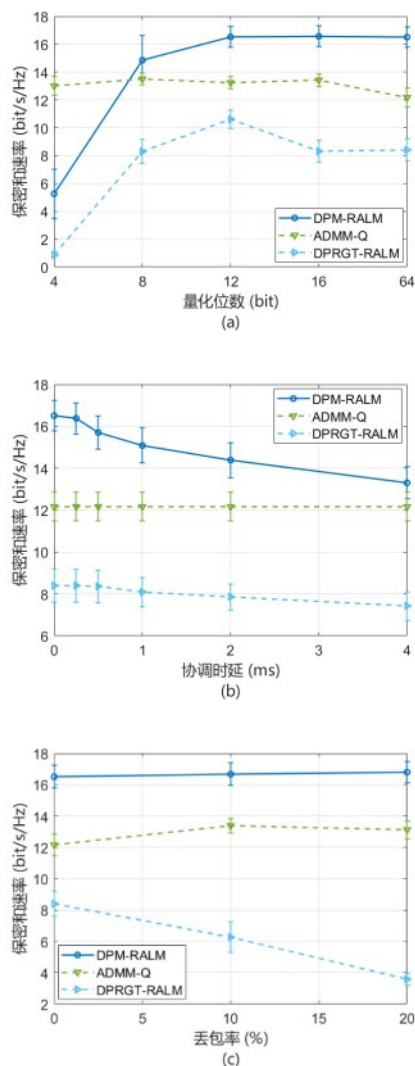


图10 非理想信息交换下的保密性能($N=3, K=5, E=2, M_t=4$; 总功率 94.87 mW, CPU 参考预算 5 s, 共享链路速率 10 Mbit/s, 完成时限 10 s): (a) 每个实数分量的量化位数, 无丢包、无附加时延; (b) 阶段附加时延, 双精度传输、无丢包; (c) 丢包率, 双精度传输、无附加时延, 采用缓存与可靠控制消息。误差棒表示 $\pm$ SEM

和 3.7 s。图 11(c) 中, 3 架 UAV 时 DPM-RALM 的通信量为 18.34 Mbit, 较 DPRGT-RALM 减少 63.5%; 5 架时仍减少 62.7%。两者通信量随协同规模增加, DPM-RALM 以低维聚合降低交换开销。ADMM-Q 仅协调位置、PSO-MA 集中计算, 通信量更低; DPM-RALM 保留本地更新和阵元优化, 保密和速率更高。

6 结束语

本文在多目标协同位置 CRB 之和约束下, 联合优化 UAV 部署位置、阵元位置及安全通感波束。

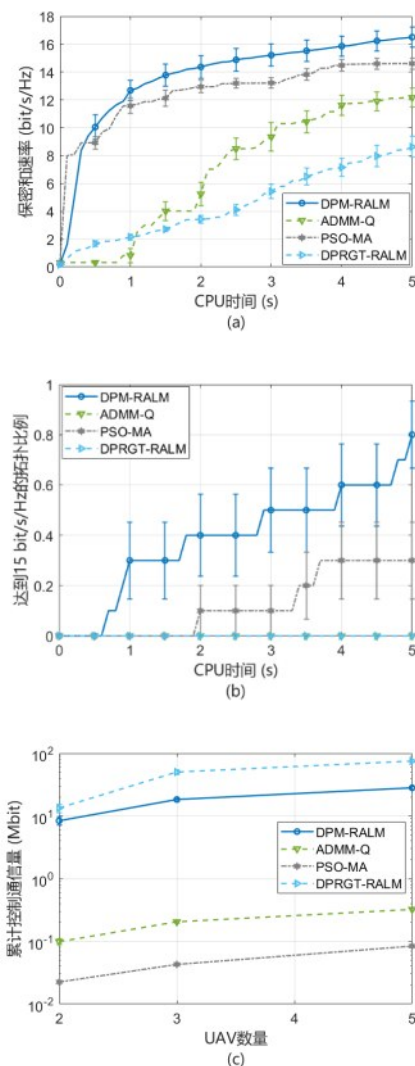


图11 计算与通信效率($K=5, E=2, M_t=4$; 总功率 94.87 mW, 理想信息交换): (a) 保密和速率; (b) 达到 15 bit/s/Hz 的拓扑比例; (c) 5 s CPU 参考预算下的累计控制通信量。(a)(b)取 $N=3$, 横轴仅计 CPU 时间; 误差棒表示 $\pm$ SEM

DPM-RALM 通过两阶段低维统计量聚合, 在精确同步下重构集中式同算法的块梯度, 实现低通信开销联合更新。消融实验表明, 双尺度位置与波束联合优化通过合法信号增强和泄漏抑制提升保密性能; 效率实验验证了有限时间求解优势及较全变量梯度跟踪更低的通信量。位置与信道失配实验验证了联合设计的保密性能优势; 在 12—16 位量化及采用缓存与可靠控制消息的丢包实验中, 低维统计量聚合保持接近理想交换参考的保密性能。后续将研究多时隙预测、异步协同及杂波影响。

附录计算与通信复杂度对照表 A1 比较各方法一个基本轮次的全网计算量与通信载荷。记 $C_D = \sum_i C_i^{\text{grad}}$ 为第 4.5 节

李思文 (1996-), 男, 东南大学博士研究生, 主要研究方向为无线网络安全、自组织网络、信号处理和可重构天线系统。



任双印 (1988-), 男, 博士, 多域数据协同处理与控制全国重点实验室高级工程师, 主要研究方向为无人系统和智能系统。



邓博宇 (1991-), 男, 博士, 多域数据协同处理与控制全国重点实验室高级工程师, 主要研究方向为空间信息网络和卫星资源优化。



王敬超 (1982-), 男, 博士, 多域数据协同处理与控制全国重点实验室高级工程师, 主要研究方向为空间信息网络和卫星资源优化。

梯度计算量, C_F 为稠密完整梯度计算量, $C_T = \sum_j C_{F,j}$ 为 DPRGT-RALM 各节点梯度计算量之和, C_V 、 C_P 为一次全网目标与约束评价及位置修复计算量, $C_L = n_{ls}(C_V + C_P)$ 。 $n_D, n_T, n_A, n_z, n_w, n_p$ 分别为 DPM-RALM 内层步数、DPRGT-RALM 跟踪步数、ADMM-Q 一致性迭代次数、位置子步数、波束步数及粒子数, $D_{QT} = N(3 + 2M_t)$, $\mathcal{E}_d$ 为有向环边集合。稠密实现的保守上界为 $C_F = O(C_D + E \sum_i (M_i^4 + M_i^3 S_i))$ 、 $C_T = O(NC_F)$ 。

示例取默认配置、双精度、无丢包, $n_D = 10, n_T = 9, n_A = 20, n_z = 5, n_w = 10, n_p = 8$; PSO 每候选 $n_w = 20$ 。通信载荷包含该轮位置与控制协调, 不含一次性模型收集、设计下发、编码尺度参数及包头; DPM-RALM 取各次回溯均执行完整检查的上界。图 11(a)(b)按统一 CPU 时间预算比较保密和速率及达标比例, 图 11(c)给出累计控制通信量, 与表 A1 的基本轮次分析相互补充。

表 A1

各方法基本轮次的全网计算量与通信有效载荷

方法及轮次	全网计算量	默认配置实数传输量示例
DPM-RALM 一个外层	$O(n_D(C_D + C_L + D) + C_V)$	≤ 2564
DPRGT-RALM 一个外层	$O(n_T(C_T + \mathcal{E}_d D + NC_P) + ND + C_V)$	18938
ADMM-Q 一个外层	$O((n_A n_z + n_w)(C_F + C_L) + n_A N + C_V)$	360
PSO-MA 一轮粒子群	$O(n_p[n_w(C_F + n_{ls}C_V) + C_P + D_{QT}])$	0 (集中计算)

参考文献:

- [1] Song Y, Zeng Y, Yang Y, et al. An overview of cellular ISAC for low-altitude UAV: new opportunities and challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2025, 63(12): 88-95.
- [2] Yang H, Liu Y, Li X, et al. Physical layer security and covert communication in UAV-ISAC networks: a comprehensive survey[J]. Journal of King Saud University Computer and Information Sciences, 2025, 37(10): 312.
- [3] Ning Z, Zhang Y, Wang X, et al. Joint trajectory and beamforming optimization for UAV-ISAC secure communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 15216-15231.
- [4] New W K, Wong K K, Xu H, et al. A tutorial on fluid antenna system for 6G networks: encompassing communication theory, optimization methods and hardware designs[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2025, 27(4): 2325-2377.
- [5] Zhu L, Ma W, Zhang R. Modeling and performance analysis for movable antenna enabled wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(6): 6234-6250.
- [6] Zhang J, Xu J, Lu W, et al. Secure transmission for IRS-aided UAV-ISAC networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(9): 12256-12269.
- [7] Liu W, Zhang X, Ren J, et al. UAV-enabled ISAC with fluid antennas for low-altitude wireless networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2026, 74: 9529-9546.
- [8] Li B, Rao P, Zhang X, et al. Movable antenna-enabled integrated sensing and communication in low-altitude UAV networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2026, 13(15): 33377-33388.
- [9] Chen Y, Zhang G, Cui M, et al. Sensing-assisted secure communication in MA-aided ISAC: CRB analysis and robust design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 16400-16416.
- [10] Huang Q, Song Z, Xiong Z, et al. Robust sensing-assisted secure communication via cooperative base stations[J]. IEEE Transactions on Communications, 2025, 73(11): 10602-10615.
- [11] Deng K, Hu J. Decentralized projected Riemannian gradient method for smooth optimization on compact submanifolds embedded in the Euclidean space[J]. Numerische Mathematik, 2025, 157(6): 2173-2210.
- [12] He J, Xiao M, Skoglund M. Fast-converging decentralized alternating direction method of multipliers for consensus optimization[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2025, 2025(1): 27.
- [13] Qin H, Chen W, Wu Q, et al. Cramér-Rao bound minimization for movable antenna-assisted multiuser integrated sensing and communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(12): 3404-3408.
- [14] Ma W, Zhu L, Zhang R. Movable antenna enhanced integrated sensing and communication via antenna position optimization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2026, 74: 1522-1537.
- [15] Kuang Z, Liu W, Wang C, et al. Movable-antenna array empowered ISAC systems for low-altitude economy[C]//Proceedings of the 2024 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2024: 776-781.
- [16] Li K, Yu K, Ma D, et al. Can movable antenna-enabled micro-mobility replace UAV-enabled macro-mobility? A physical layer security perspective[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2026, 25(3): 4317-4330.
- [17] Xiu Y, Zhao Y, Yang R, et al. Movable antenna-aided cooperative ISAC network with time synchronization error and imperfect CSI[J]. IEEE Transactions on Communications, 2026, 74: 2968-2983.
- [18] Ding J, Zhou Z, Jiao B. Movable antenna-aided secure full-duplex multi-user communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(3): 2389-2403.
- [19] Xiao Z, Pi X, Zhu L, et al. Multiuser communications with movable-antenna base station: joint antenna positioning, receive combining, and power control[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(12): 19744-19759.
- [20] Kennedy J, Eberhart R. Particle swarm optimization[C]//Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks: Vol. 4. Piscataway: IEEE Press, 1995: 1942-1948.
- [21] Wang L, Liu X. Decentralized optimization over the Stiefel manifold by an approximate augmented Lagrangian function[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 3029-3041.
- [22] Ramírez-Espinosa P, Morales-Jimenez D, Wong K K. A new spatial block-correlation model for fluid antenna systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(11): 15829-15843.

