

# 面向低空无线网络的网络化ISAC:无人机集群部署和波束赋形协同优化

毛炜昊<sup>1</sup>, 陆 杨<sup>1\*</sup>, 范 典<sup>2</sup>, 王敏填<sup>3</sup>, 杨 冬<sup>4</sup>, 艾 渤<sup>4</sup>

(1. 北京交通大学计算机科学与技术学院, 北京 100044; 2. 中国信息通信研究院, 北京 100191;  
3. 广东城际铁路运营有限公司, 广东广州 511458; 4. 北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044)

**摘 要:** 为支撑低空经济(Low-Altitude Economy, LAE)规模化、常态化运行需求, 解决低空无线网络(Low-Altitude Wireless Network, LAWN)在复杂空域环境中通信可靠性不足、目标感知精度有限、通信与感知资源相互制约等核心技术瓶颈, 提出一种基于网络化通感一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)的LAWN系统框架。该系统依托无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)集群作为空中灵活部署节点, 协同承担地面多信息用户的通信服务与空中多感知目标的感知任务, 通过雷达接收机实现对感知目标回波信号的接收与处理, 构建通信服务与环境感知深度融合的一体化LAWN。以系统用户和速率最大化为优化目标, 综合雷达感知信干噪比约束、用户通信信干噪比约束及单架UAV最大发射功率限制, 建立发射波束赋形、接收波束赋形及UAV部署位置的联合优化问题。针对原问题的非凸性, 设计一种两阶段交替迭代优化算法, 通过解耦耦合变量将原问题分解为波束赋形子问题与UAV部署子问题, 实现分步迭代寻优。对于波束赋形子问题, 采用半正定松弛技术对该子问题进行简化并基于柯西—施瓦茨不等式推导出接收波束赋形的最优闭式解。在此基础上, 提出一个基于连续凸近似的算法处理该子问题, 实现发射与接收波束赋形的联合优化。对于UAV部署子问题, 通过引入辅助变量将原非凸目标函数等价变换为凸函数, 进而设计基于信赖域的迭代求解算法解决该子问题, 得到UAV部署位置。理论分析所提基于连续凸近似算法和基于信赖域算法的收敛性、最优性和计算复杂度。仿真结果从单UAV和多UAV集群两种典型场景出发, 验证了所提两阶段交替迭代优化算法的有效性与优越性。在单UAV场景下, 算法迭代结果与遍历搜索获得的全局最优解基本一致, 体现了所提算法的最优性。在多UAV集群场景中, 相较于传统UAV中心部署方案和最小均方误差预编码方案, 所提算法在用户和速率上取得了显著的性能增益。

**关键词:** 低空无线网络; 低空经济; 网络化通感一体化; 无人机; 交替优化

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.62571023); 北京市自然科学基金(No.L242086)

**中图分类号:** TP393; TN915

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2026)06-2570-13

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20260121

## Networked ISAC Systems Toward Low-Altitude Wireless Networks: Joint Optimization of Multi-UAV Deployment and Beamforming Design

MAO Weihao<sup>1</sup>, LU Yang<sup>1\*</sup>, FAN Dian<sup>2</sup>, WANG Mintian<sup>3</sup>, YANG Dong<sup>4</sup>, AI Bo<sup>4</sup>

(1. School of Computer Science and Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. China Academy of Information and Communications Technology (CAICT), Beijing 100191, China;

3. Guangdong Intercity Railway Operation Co., Ltd., Guangzhou, Guangdong 511458, China;

4. School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

**Abstract:** To support the large-scale and regular operation of the low-altitude economy (LAE), and address the critical technical bottlenecks of low communication reliability, limited target sensing accuracy, and mutual resource constraints between communication and sensing in low-altitude wireless networks (LAWNs) under complicated airspace environments, this paper proposes a novel LAWN system framework based on networked integrated sensing and communication (ISAC). The proposed framework employs multiple unmanned aerial vehicles (UAVs) as flexible aerial nodes to cooperatively provide communication services for multiple ground information users and perform sensing tasks for multiple aerial targets, where a dedicated radar receiver is adopted to acquire and process echo signals from sensing targets, constructing an integrated LAWN that deeply merges communication services and environmental sensing. To maximize the sum rate of users, we jointly optimize the transmit beamformers, receive beamformers, and UAV deployment positions under the constraints

of radar signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR), communication SINR, and transmit power budget of each UAV. To handle the non-convex problem, a two-stage alternating optimization (AO)-based algorithm is proposed, which decouples the original problem into the beamforming design subproblem and the UAV deployment subproblem. For the beamforming design subproblem, semidefinite relaxation is applied to simplify the subproblem, and the optimal closed-form expressions for the receive beamformers are derived via the Cauchy-Schwarz inequality, followed by a successive convex approximation (SCA)-based algorithm to handle the reformulated subproblem. For the UAV deployment subproblem, we introduce auxiliary variables to equivalently transform the non-convex objective function into a convex form, followed by a trust-region-based algorithm to obtain the UAV deployment positions. We theoretically analyze the convergence, optimality, and computational complexity of the proposed SCA-based and trust-region-based algorithms. Simulation results validate the effectiveness and superiority of the proposed two stage AO-based algorithm in both single-UAV and multi-UAV scenarios. In the single-UAV case, the proposed algorithm closely matches the global optimal solution obtained by exhaustive search, demonstrating the optimality of the proposed algorithm. In the multi-UAV case, the proposed algorithm achieves significant sum rate performance gains compared with the UAV central deployment design and minimum mean square error precoding design.

**Keywords:** low-altitude wireless network (LAWN); low-altitude economy (LAE); networked integrated sensing and communication (ISAC); unmanned aerial vehicle (UAV); alternating optimization

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.62571023); Beijing Natural Science Foundation (No.L242086)

## 0 引言

近年来,低空经济(Low-Altitude Economy, LAE)的蓬勃兴起已受到学术界和工业界的广泛关注<sup>[1]</sup>。作为区别于陆地经济、海洋经济的新型经济形态, LAE是指依托飞行高度低于1 km的各类航空器、浮空器所开展的飞行活动,驱使低空出行、应急救援、物资投送、环境监测等多元经济业务的新型经济模式<sup>[2]</sup>。为支撑 LAE 的信息化发展,低空无线网络(Low-Altitude Wireless Network, LAWN)应运而生<sup>[3]</sup>。LAWN通过统筹规划地面基站与空中飞行器的通信资源,旨在为 LAE 提供高速率、高可靠、低时延的无线通信覆盖服务<sup>[4]</sup>。目前,关于 LAWN 的研究已取得诸多阶段性成果。文献[5]将无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)作为空中基站,以最大化速率最小用户的传输速率为目标,充分利用 UAV 部署灵活、可有效拓展视距(Line of Sight, LoS)传输链路的优势,显著提升了系统的通信性能。文献[6]提出一种 UAV 搭载智能反射面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)的 LAWN 架构,通过部署空中 RIS 辅助通信,并构建主动波束赋形和被动波束赋形的联合优化策略,以增强信号的传输增益,实现了用户安全速率的最大化。文献[7]则提出将 UAV 部署为空中服务器节点,针对移动边缘计算(Mobile Edge Computing, MEC)业务场景,构建以系统能耗和端到端时延加权和最小化为目标的优化模型,通过通信资源和计算资源的联合调度,有效提升了 MEC 业务的执行效率。

与此同时,通感一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)作为第六代移动通信(Sixth-

Generation, 6G)的核心技术之一,已成为通信领域的研究热点<sup>[8]</sup>。ISAC 技术打破了传统基站通信和雷达感知功能相互独立的架构壁垒,将两者集成于同一硬件平台,通过联合波束赋形设计、资源调度等协同设计,在相同时间与频谱资源下同步实现高效通信与精准感知功能,达成“一物两用”的资源复用目标<sup>[9-11]</sup>。相较于传统通感分离式架构,ISAC 不仅能显著降低硬件部署成本<sup>[12]</sup>,提升频谱资源利用率<sup>[13]</sup>,还能通过通信与感知的深度耦合产生协同增益<sup>[14]</sup>。具体而言,感知模块获取的环境拓扑、目标位置等信息,可用于动态优化通信波束赋形与资源分配策略,提升通信链路的稳定性和可靠性<sup>[15]</sup>;而广泛部署的通信基站则能为感知功能提供全域覆盖、多视角协同的感知能力,突破传统雷达感知的覆盖局限<sup>[16]</sup>。凭借上述技术优势,ISAC 在智能交通、工业物联网等 6G 典型场景中具有广阔应用前景,相关研究成果也不断涌现。文献[17]聚焦单站 ISAC 系统,在雷达信干噪比约束下,分别展开了功率最小化与用户和速率最大化两类优化问题的研究。考虑到单站 ISAC 系统存在严重自干扰,文献[18]提出双站 ISAC 系统架构,采用“单发射基站+单接收基站”的分离式设计以抑制自干扰,在满足上下行用户通信信干噪比约束的前提下,推导感知目标位置的克拉美-罗界(Cramér-Rao Bound, CRB),并以 CRB 最小化为目标函数优化波束赋形。为进一步拓展 ISAC 系统覆盖范围与感知性能,文献[19]将研究拓展至多站协作 ISAC 场景(即网络化 ISAC),设计“多发射基站+单接收基站”的感知架构,在保障用户通信信干噪比约束的基础上,实现

了感知信干噪比的最大化。

将 ISAC 技术应用于 LAE 已成为行业发展与学术研究的重要趋势<sup>[20]</sup>。一方面,无线通信技术是 LAE 场景下多飞行设备协同工作的基础支撑<sup>[21]</sup>;另一方面,环境感知能力是 LAE 各类典型应用不可或缺的核心要素,尤其是在飞行设备防碰撞等关键环节,高精度的周边环境感知具有不可替代的作用<sup>[22]</sup>。得益于 ISAC 技术在资源复用与功能融合方面的显著优势<sup>[23]</sup>,当前关于 ISAC 技术赋能 LAE 的相关研究已取得了诸多成果。文献[24]提出将 UAV 作为空中 ISAC 基站,在满足用户通信速率的前提下,以多目标雷达感知速率加权和最大化为目标。在此基础上,文献[25]进一步考虑 LAE 场景下通信隐蔽性的技术要求,构建包含隐蔽通信约束和感知波束赋形增益约束的优化框架,通过联合优化 ISAC UAV 的波束赋形与飞行轨迹,达成用户和速率最大化的目标。需要指出的是,文献[24]与文献[25]的研究局限于单站 ISAC 场景。为进一步拓展 ISAC 在 LAE 场景下的覆盖范围与服务能力,多站协作的网络化 ISAC 系统已成为该领域的重要研究方向。文献[26]提出依托 UAV 集群构建网络化 ISAC 系统,在满足雷达感知波束赋形增益约束的前提下,以最大化用户通信和速率为目标。在此基础上,文献[27]为强化雷达感知性能,为各 UAV 配备多接收天线并引入接收波束赋形技术,在保障用户通信信干噪比约束的条件下,实现了雷达感知信干噪比的最大化。然而,文献[27]的研究场景存在明显局限性:一方面,其仅针对单感知目标场景开展分析,未考虑多目标共存的复杂感知环境;另一方面,UAV 的部署被局限于单一小区内,即所有 UAV 为区域内所有用户服务,与实际场景需求存在较大偏差。需要指出的是,网络化 ISAC 系统的规模化部署需同时应对多感知目标的复杂环境与跨小区协作的应用需求,这一过程面临小区内干扰、小区间干扰、通信-感知功能干扰的耦合问题,现有研究提出的算法难以适配此类复杂场景。

为填补上述研究空白,本文构建了一种包含多个 UAV、多个感知目标、多个用户与单个雷达接收机的网络化 ISAC 系统模型,设定每个 UAV 在指定区域内为特定用户群提供服务。以用户通信和速率最大化为目标,综合考虑雷达感知信干噪比约束、用户通信信干噪比约束与 UAV 最大发射功率约束,通过优化 UAV 部署位置、发射波束赋形与接收波束赋形,建立系统优化问题的数学模型。针对该非凸问题,提出一种两阶段交替迭代算法求解,将原问题解耦为波束赋形子问题和 UAV 部署子问题。针对波束赋形子问题,通过半正定松弛方法进行重构,并基于柯西一施

瓦茨不等式推导得到接收波束赋形的最优闭式解,进而提出基于连续凸近似的迭代求解算法。针对 UAV 部署子问题,通过引入辅助变量对非凸目标函数进行等价转换,进而设计基于信赖域的迭代求解算法。仿真结果验证了所提出算法的有效性。在单 UAV 场景下与遍历搜索算法的对比结果表明,所提出算法的求解性能与全局最优解高度吻合。此外,与 UAV 中心部署方案和最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)预编码方案的对比结果显示,所提出算法在全场景下均取得了显著的性能增益。

## 1 系统模型

所考虑的多 UAV 网络化 ISAC 系统模型如图 1 所示。

该系统由  $C$  个 UAV、 $C \times K$  个地面通信用户、 $T$  个空中感知目标(如未授权 UAV 或飞鸟等)和一个地面雷达接收机构成。其中,每架 UAV 均配置  $N_T$  根发射天线,一方面向其服务的  $K$  个用户发射通信信息,另一方面发射感知信号以覆盖  $T$  个空中目标。值得说明的是,每个地面用户有且仅被一个 UAV 服务。此外,雷达接收机配备  $N_R$  根接收天线,负责接收经空中目标反射的 UAV 感知信号,从而完成对目标的感知任务。为便于后续分析,建立三维笛卡尔坐标系定义系统内各节点的坐标:第  $c$  个 UAV 的坐标为  $\mathbf{q}_c = [\mathbf{u}_c; H]$ ,其中  $\mathbf{u}_c = [\mathbf{x}_c; \mathbf{y}_c]$  为 UAV 的水平坐标,  $H$  为 UAV 的飞行高度;第  $\langle c, k \rangle$  个用户坐标为  $\mathbf{q}_{c,k}^U = [\mathbf{x}_{c,k}^U; \mathbf{y}_{c,k}^U; 0]$ ;第  $t$  个目标的坐标为  $\mathbf{q}_t^T = [\mathbf{x}_t^T; \mathbf{y}_t^T; \mathbf{z}_t^T]$ ;雷达接收机的坐标为  $\mathbf{q}_R = [\mathbf{x}_R; \mathbf{y}_R; \mathbf{z}_R]$ 。

### 1.1 信道模型

所考虑的系统模型包含三种链路,分别为 UAV-用户通信链路、UAV-目标-雷达接收机级联感知链路和 UAV-雷达接收机直达波干扰链路。具体如下。

(1) UAV-用户通信链路。根据文献[28]的结论,当 UAV 飞行高度足够高时,其相关空-空和空-地信道的 LoS 径存在概率趋近于 1 且 LoS 径占主导地位,因此可将通信链路信道近似为 LoS 模型。第  $c'$  个 UAV 到第  $\langle c, k \rangle$  个用户的下行信道  $\mathbf{h}_{c',c,k}$  可表示为

$$\mathbf{h}_{c',c,k} = \sqrt{\frac{C_0}{\|\mathbf{q}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|^2}} \mathbf{g}_{c',c,k} \in \mathbb{C}^{N_T} \quad (1)$$

其中,  $C_0$  为单位距离的路径损耗系数,  $\mathbf{g}_{c',c,k}$  为 UAV 发射天线阵列的导向矢量,其表达式为

$$\mathbf{g}_{c',c,k} = \left[ 1, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\mathbf{x}_{c'} - \mathbf{x}_{c,k}^U}{\|\mathbf{q}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|}}, \dots, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\mathbf{x}_{c'} - \mathbf{x}_{c,k}^U}{\|\mathbf{q}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|} (N_T - 1)} \right]^T \quad (2)$$

其中,  $d$  为天线阵列的阵元间距,  $\lambda$  为载波波长。

(2) UAV-目标-雷达接收机级联感知链路。与

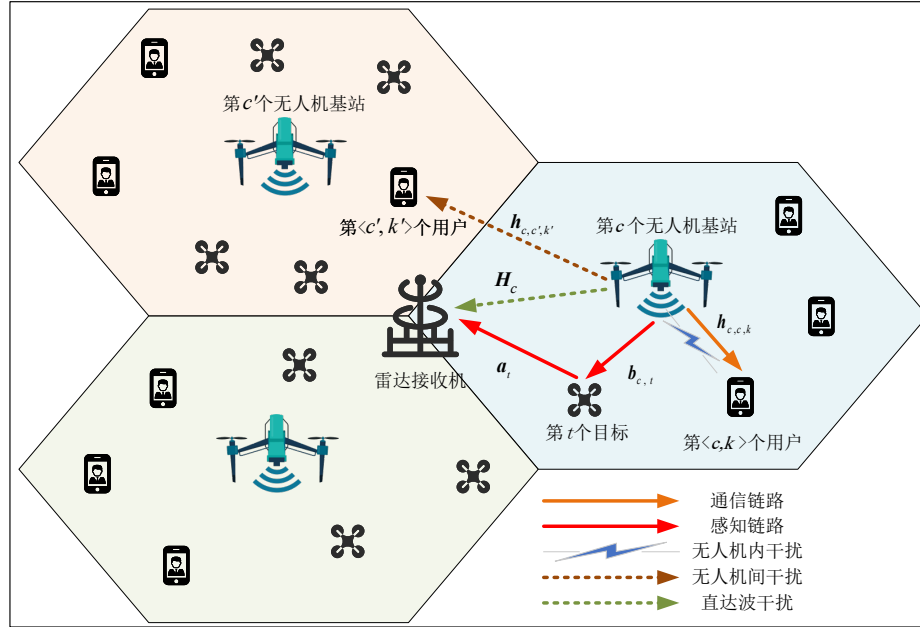


图1 多UAV网络化ISAC系统模型

Figure 1 Multi-UAV networked ISAC system model

UAV-用户通信链路类似,第 $c$ 个UAV经第 $t$ 个目标反射至雷达接收机的级联信道 $\mathbf{H}_{c,t}$ 可建模为LoS模型,表示为

$$\mathbf{H}_{c,t} = \beta_t \mathbf{a}_t \mathbf{b}_{c,t}^H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T} \quad (3)$$

其中, $\beta_t \in \mathbb{C}$ 为第 $t$ 个目标的反射系数, $\mathbf{a}_t \in \mathbb{C}^{N_R}$ 为第 $t$ 个目标到雷达接收机的信道, $\mathbf{b}_{c,t} \in \mathbb{C}^{N_T}$ 为第 $c$ 个UAV到第 $t$ 个目标的信道。 $\mathbf{a}_t$ 和 $\mathbf{b}_{c,t}$ 的具体表达式分别为

$$\mathbf{a}_t = \sqrt{\frac{C_0}{\|\mathbf{q}_R - \mathbf{q}_t^T\|^2}} \left[ 1, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\mathbf{x}_R - \mathbf{x}_t^T}{\|\mathbf{q}_R - \mathbf{q}_t^T\|}}, \dots, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\mathbf{x}_R - \mathbf{x}_t^T}{\|\mathbf{q}_R - \mathbf{q}_t^T\|} (N_R - 1)} \right]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{b}_{c,t} = \sqrt{\frac{C_0}{\|\mathbf{q}_c - \mathbf{q}_t^T\|^2}} \left[ 1, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_t^T}{\|\mathbf{q}_c - \mathbf{q}_t^T\|}}, \dots, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_t^T}{\|\mathbf{q}_c - \mathbf{q}_t^T\|} (N_T - 1)} \right]^T \quad (5)$$

(3) UAV-雷达接收机直达波干扰链路。第 $c$ 个UAV至雷达接收机的直达波干扰链路中,其LoS分量可通过干扰消除技术予以抑制,残余的干扰信道矩阵可建模为

$$\mathbf{H}_c \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{H}_c$ 的各元素均服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \delta_c^2)$ , $\delta_c^2$ 为残余干扰的方差。

## 1.2 通信模型

第 $c$ 个UAV发射通感一体化双功能信号,以同步实现通信和感知功能。该发射信号叠加其服务的 $K$ 个用户信息信号和1个感知信号,可表示为

$$\mathbf{x}_{d,c} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_{c,k} s_{c,k} + \mathbf{W}_c \mathbf{s}_c \in \mathbb{C}^{N_T} \quad (7)$$

其中, $s_{c,k} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 为第 $\langle c, k \rangle$ 个用户的信息承载信号, $\mathbf{w}_{c,k} \in \mathbb{C}^{N_T}$ 为对应用户的通信波束赋形向量, $\mathbf{s}_c \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_T})$ 为第 $c$ 个UAV的专用感知探测信号, $\mathbf{W}_c \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ 为感知波束赋形矩阵。

各用户接收端可捕获所有UAV发射的信号。基于式(7)的发射信号模型,第 $\langle c, k \rangle$ 个用户的接收信号可表示为

$$\begin{aligned} y_{d,c,k} = & \underbrace{\mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{w}_{c,k} s_{c,k}}_{\text{有用信号}} + \underbrace{\sum_{k' \neq k} \mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{w}_{c,k'} s_{c,k'}}_{\text{UAV内干扰}} \\ & + \underbrace{\sum_{c' \neq c} \sum_{k'=1}^K \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{w}_{c',k'} s_{c',k'}}_{\text{UAV间干扰}} \\ & + \underbrace{\sum_{c'=1}^C \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{W}_{c'} \mathbf{s}_{c'}}_{\text{感知信号干扰}} + \underbrace{n_{c,k}}_{\text{噪声}} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $n_{c,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{c,k}^2)$ 为该用户接收端的加性高斯白噪声, $\sigma_{c,k}^2$ 为噪声功率。基于式(8)的接收信号模型,第 $\langle c, k \rangle$ 个用户的信干噪比为

$$\gamma_{c,k} = \frac{|\mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{w}_{c,k}|^2}{\left[ \sum_{k' \neq k} |\mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{w}_{c,k'}|^2 + \sum_{c' \neq c} \sum_{k'=1}^K |\mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{w}_{c',k'}|^2 + \sum_{c'=1}^C \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{R}_{c'} \mathbf{h}_{c',c,k} + \sigma_{c,k}^2 \right]} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{R}_{c'} \triangleq \mathbf{W}_{c'} \mathbf{W}_{c'}^H$ 为第 $c'$ 个UAV专用感知信息 $\mathbf{W}_{c'} \mathbf{s}_{c'}$ 的协方差矩阵。

### 1.3 感知模型

与此同时,部署于区域中心的雷达接收机,将接收由  $C$  个 UAV 发射、经  $T$  个目标反射的回波信号,同时还会受到来自这  $C$  个 UAV 的直达波干扰。雷达接收机的接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_d = \sum_{c=1}^C \sum_{t=1}^T \beta_t \mathbf{a}_t \mathbf{b}_{c,t}^H \mathbf{x}_c + \sum_{c=1}^C \mathbf{H}_c \mathbf{x}_c + \mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_R} \quad (10)$$

式中,  $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R})$  为雷达接收机处的加性高斯白噪声,  $\sigma^2$  为噪声功率。

为提升对空中目标的感知性能,并充分利用多天线所提供的空间自由度,引入接收波束赋形技术。具体而言,针对第  $t$  个感知目标,设计接收波束赋形向量  $\mathbf{v}_t \in \mathbb{C}^{N_R}$  对接收信号进行特征提取。此时,式(10)可改写为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{d,t} \triangleq \mathbf{v}_t^H \mathbf{y}_d &= \underbrace{\sum_{c=1}^C \beta_t \mathbf{v}_t^H \mathbf{a}_t \mathbf{b}_{c,t}^H \mathbf{x}_c}_{\text{有用信号}} + \underbrace{\sum_{c=1}^C \sum_{t' \neq t} \beta_{t'} \mathbf{v}_t^H \mathbf{a}_{t'} \mathbf{b}_{c,t'}^H \mathbf{x}_c}_{\text{目标间干扰}} \\ &+ \underbrace{\sum_{c=1}^C \mathbf{v}_t^H \mathbf{H}_c \mathbf{x}_c}_{\text{直达波干扰}} + \underbrace{\mathbf{v}_t^H \mathbf{n}}_{\text{噪声}} \end{aligned} \quad (11)$$

值得注意的是,式(11)中的专用感知信号与通信信号均参与感知功能的实现,这是由于多 UAV 协作 ISAC 系统采用集中式架构,雷达接收机可完全获取所有 UAV 发射的信息。此外,式(11)中的直达波干扰包含两部分核心分量:其一为 UAV 颤动和干扰消除算法非理想性所残留的干扰分量;其二为实际场景对 UAV 发射信号的散射作用所产生的环境干扰分量。基于式(11),可推导得到第  $t$  个目标的感知信干噪比表达式为

$$\gamma_t = \frac{|\beta_t|^2 \left( \sum_{c=1}^C \mathbf{b}_{c,t}^H \boldsymbol{\Phi}_c \mathbf{b}_{c,t} \right) \left| \mathbf{v}_t^H \mathbf{a}_t \right|^2}{\mathbf{v}_t^H \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \boldsymbol{\Phi}_c \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right) \mathbf{v}_t} \quad (12)$$

其中,矩阵  $\boldsymbol{\Phi}_c$  和  $\boldsymbol{\Psi}_{c,t}$  的具体表达式如下:

$$\boldsymbol{\Phi}_c = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_{c,k} \mathbf{w}_{c,k}^H + \mathbf{R}_c \quad (13)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{c,t} = \sum_{t' \neq t} \beta_{t'} \mathbf{a}_{t'} \mathbf{b}_{c,t'}^H + \mathbf{H}_c \quad (14)$$

### 1.4 问题建模

本文旨在通过联合优化发射通信波束赋形向量  $\{\mathbf{w}_{c,k}\}$ 、发射感知波束赋形矩阵  $\{\mathbf{R}_c\}$ 、接收波束赋形向量  $\{\mathbf{v}_t\}$  和 UAV 部署位置  $\{\mathbf{u}_c\}$ ,最大化所有下行链路的用户和速率,同时满足通信服务质量、感知性能和资源限制等多重约束。具体而言,该优化问题可建模为

$$\mathbf{P}_1: \max_{\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t, \mathbf{u}_c\}} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_{c,k})$$

$$\text{s.t.} \begin{cases} \text{C1: } \gamma_{c,k} \geq \gamma_{\text{com}} \\ \text{C2: } \gamma_t \geq \gamma_{\text{sen}} \\ \text{C3: } \|\mathbf{v}_t\| = 1 \\ \text{C4: } \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_{c,k}^H \mathbf{w}_{c,k} + \text{Tr}(\mathbf{R}_c) \leq P_{\text{max}} \\ \text{C5: } \mathbf{R}_c \succeq \mathbf{0} \\ \text{C6: } \mathbf{u}_c \in \mathcal{U}_c \end{cases} \quad (15)$$

其中:约束 C1 为通信信干噪比约束,  $\gamma_{\text{com}}$  为预设的最小通信信干噪比阈值;约束 C2 为感知信干噪比约束,  $\gamma_{\text{sen}}$  为预设的最小感知信干噪比阈值;约束 C3 为接收波束赋形向量的恒模约束;约束 C4 为 UAV 发射功率约束,  $P_{\text{max}}$  为最大发射功率上限;约束 C5 为感知协方差矩阵半正定约束;约束 C6 为 UAV 部署区域约束,凸集  $\mathcal{U}_c$  为第  $c$  个 UAV 的预设部署区域。

## 2 两阶段交替迭代优化算法

问题  $\mathbf{P}_1$  求解难度在于目标函数的非凸性,以及非凸约束 C1、C2 和 C3。此外,波束赋形向量/矩阵  $\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t\}$  与 UAV 部署位置  $\{\mathbf{u}_c\}$  之间存在强耦合关系,这进一步加剧了问题的求解复杂度。为高效求解问题  $\mathbf{P}_1$ ,提出了一个两阶段交替迭代优化算法,将原问题解耦成波束赋形子问题和 UAV 部署子问题,通过交替迭代的方式分别求解上述两个子问题。

### 2.1 波束赋形子问题

该子问题在 UAV 部署位置  $\{\mathbf{u}_c\}$  固定的前提下,对波束赋形向量/矩阵  $\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t\}$  进行优化。具体而言,波束赋形子问题可建模为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_2: \max_{\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t\}} & \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_{c,k}) \\ \text{s.t.} & \text{C1, C2, C3, C4, C5} \end{aligned} \quad (16)$$

由于非凸目标函数以及非凸约束 C1、C2 和 C3,优化问题  $\mathbf{P}_2$  非凸。

先对约束 C1 进行转换处理。为简化问题结构,引入辅助矩阵  $\mathbf{W}_{c,k} = \mathbf{w}_{c,k} \mathbf{w}_{c,k}^H$ ,其中  $\mathbf{W}_{c,k}$  满足约束条件:

$$\text{C7: } \mathbf{W}_{c,k} \succeq \mathbf{0}, \text{rank}(\mathbf{W}_{c,k}) = 1 \quad (17)$$

引入  $\mathbf{W}_{c,k}$  后,问题  $\mathbf{P}_2$  的目标函数可等价改写为

$$\sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2 \left( 1 + \frac{\mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{W}_{c,k} \mathbf{h}_{c,c,k}}{\sum_{k' \neq k} \mathbf{h}_{c,c,k'}^H \mathbf{W}_{c,k'} \mathbf{h}_{c,c,k'} + \sum_{c' \neq c} \sum_{k'=1}^K \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{W}_{c',k'} \mathbf{h}_{c',c,k} + \sum_{c'=1}^C \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{R}_{c'} \mathbf{h}_{c',c,k} + \sigma_{c,k}^2} \right) \quad (18)$$

与此同时,约束 C1、C2 与 C4 可分别等价改写为

$$\begin{aligned} \text{C8: } & \mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{W}_{c,k} \mathbf{h}_{c,c,k} \\ & \geq \gamma_{\text{com}} \left( \sum_{k' \neq k} \mathbf{h}_{c,c,k'}^H \mathbf{W}_{c,k'} \mathbf{h}_{c,c,k} \right. \\ & \quad + \sum_{c' \neq c} \sum_{k'=1}^K \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{W}_{c',k} \mathbf{h}_{c',c,k} \\ & \quad \left. + \sum_{c'=1}^C \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{R}_c \mathbf{h}_{c',c,k} + \sigma_{c,k}^2 \right) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \text{C9: } & \frac{|\mathbf{v}_t^H \mathbf{a}_t|^2}{\mathbf{v}_t^H \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right) \mathbf{v}_t} \\ & \geq \frac{\gamma_{\text{sen}}}{|\beta_t|^2 \left( \sum_{c=1}^C \mathbf{b}_{c,t}^H \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \mathbf{b}_{c,t} \right)} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\text{C10: } \text{Tr} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \leq P_{\max} \quad (21)$$

由于目标函数(18)为分式结构,其仍为非凸函数。为解耦有用信号与干扰信号的耦合关系,引入辅助变量  $\{r_{c,k}, o_{c,k}, q_{c,k}\}$ , 满足以下约束条件:

$$\text{C11: } e^{o_{c,k}} \geq r_{c,k} \quad (22)$$

$$\text{C12: } \mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{W}_{c,k} \mathbf{h}_{c,c,k} \geq e^{o_{c,k} + q_{c,k}} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \text{C13: } & \sum_{k' \neq k} \mathbf{h}_{c,c,k'}^H \mathbf{W}_{c,k'} \mathbf{h}_{c,c,k} + \sum_{c' \neq c} \sum_{k'=1}^K \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{W}_{c',k} \mathbf{h}_{c',c,k} \\ & + \sum_{c'=1}^C \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{R}_c \mathbf{h}_{c',c,k} + \sigma_{c,k}^2 \leq e^{q_{c,k}} \end{aligned} \quad (24)$$

在此基础上,目标函数式(18)可等价改写为凹函数式(25):

$$\sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + r_{c,k}) \quad (25)$$

经过上述一系列等价转换处理后,原优化子问题  $P_2$  可等价重构为

$$\begin{aligned} P_3: & \max_{\{\mathbf{W}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t, r_{c,k}, o_{c,k}, q_{c,k}\}} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + r_{c,k}) \\ \text{s.t. } & \text{C3, C5, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13} \end{aligned} \quad (26)$$

由于非凸约束 C3、C7、C9、C11 和 C13, 问题  $P_3$  仍为非凸问题。此外,约束 C9 中  $\mathbf{v}_t$  和  $\{\mathbf{W}_{c,k}, \mathbf{R}_c\}$  的强耦合关系,以及约束 C3 中  $\mathbf{v}_t$  的恒模特性,进一步增加了问题  $P_3$  的求解复杂度。

由问题  $P_3$  的结构可知,接收波束赋形向量  $\mathbf{v}_t$  和  $\mathbf{v}_{t'}$  ( $t' \neq t$ ) 之间不存在耦合关系,因此可对  $\mathbf{v}_t$  独立优化求解。此外,除恒模约束 C3 外,  $\mathbf{v}_t$  仅在约束 C9 中出现并与  $\{\mathbf{W}_{c,k}, \mathbf{R}_c\}$  耦合。为预留更多空间自由度给  $\{\mathbf{W}_{c,k}, \mathbf{R}_c\}$  进而最大化下行通信和速率,最优接收波束赋形向量  $\mathbf{v}_t^*$  须在满足约束 C3 的条件下,最大化对第  $t$

个目标的感知性能,其优化模型可表述为

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_t^* = \arg \max_{\mathbf{v}_t} & \frac{|\mathbf{v}_t^H \mathbf{a}_t|^2}{\mathbf{v}_t^H \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right) \mathbf{v}_t} \\ \text{s.t. } & \|\mathbf{v}_t\| = 1 \end{aligned} \quad (27)$$

引入辅助矩阵  $\mathbf{B}_t$ , 其定义为

$$\mathbf{B}_t \triangleq \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \quad (28)$$

可观察到  $\mathbf{B}_t$  是正定埃尔米特矩阵。基于柯西—施瓦茨不等式,可推导得:

$$\frac{|\mathbf{v}_t^H \mathbf{a}_t|^2}{\mathbf{v}_t^H \mathbf{B}_t \mathbf{v}_t} = \frac{|\mathbf{v}_t^H \mathbf{B}_t^{1/2} \mathbf{B}_t^{-1/2} \mathbf{a}_t|^2}{\mathbf{v}_t^H \mathbf{B}_t \mathbf{v}_t} \stackrel{(a)}{\leq} \mathbf{a}_t^H \mathbf{B}_t^{-1} \mathbf{a}_t \quad (29)$$

其中,不等号 (a) 取等的充要条件是向量  $\mathbf{B}_t^{1/2} \mathbf{v}_t$  和  $\mathbf{B}_t^{1/2} \mathbf{a}_t$  方向一致。结合  $\|\mathbf{v}_t\| = 1$  的恒模约束,可进一步推导得到  $\mathbf{v}_t^*$  的闭式解,其表达式如下:

$$\mathbf{v}_t^* = \frac{\mathbf{B}_t^{-1} \mathbf{a}_t}{\|\mathbf{B}_t^{-1} \mathbf{a}_t\|} = \frac{\left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \mathbf{a}_t}{\left\| \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \mathbf{a}_t \right\|} \quad (30)$$

将  $\mathbf{v}_t^*$  的闭式解代入约束 C9, 可将其等价改写为如下约束:

$$\begin{aligned} \text{C14: } & \mathbf{a}_t^H \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \mathbf{a}_t \\ & \geq \frac{\gamma_{\text{sen}}}{|\beta_t|^2 \left( \sum_{c=1}^C \mathbf{b}_{c,t}^H \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \mathbf{b}_{c,t} \right)} \end{aligned} \quad (31)$$

至此,优化问题  $P_3$  可等价转换为如下优化问题:

$$\begin{aligned} P_4: & \max_{\{\mathbf{W}_{c,k}, \mathbf{R}_c, r_{c,k}, o_{c,k}, q_{c,k}\}} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + r_{c,k}) \\ \text{s.t. } & \text{C5, C7, C8, C10, C11, C12, C13, C14} \end{aligned} \quad (32)$$

由于非凸约束 C7、C11、C13 和 C14, 问题  $P_4$  仍是非凸问题。针对约束 C7, 采用半正定松弛方法, 将其松弛为

$$\widetilde{\text{C7}}: \mathbf{W}_{c,k} \succeq \mathbf{0} \quad (33)$$

此外,约束 C11、C13 和 C14 的不等式两端表达式均为凸函数。因此,基于一阶泰勒展开,将约束 C11、C13 和 C14 分别近似转化为

$$\widetilde{\text{C11}}: e^{\tilde{o}_{c,k}} (1 + o_{c,k} - \tilde{o}_{c,k}) \geq r_{c,k} \quad (34)$$

$$\widetilde{C13}: \sum_{k' \neq k} \mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{W}_{c,k} \mathbf{h}_{c,c,k} + \sum_{c' \neq c} \sum_{k'=1}^K \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{W}_{c',k} \mathbf{h}_{c',c,k} + \sum_{c'=1}^C \mathbf{h}_{c',c,k}^H \mathbf{R}_c \mathbf{h}_{c',c,k} + \sigma_{c,k}^2 \leq e^{\tilde{q}_{c,k}} (1 + q_{c,k} - \tilde{q}_{c,k}) \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{C14}: & \mathbf{a}_t^H \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{W}}_{c,k} + \tilde{\mathbf{R}}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \mathbf{a}_t \\ & - \text{Re} \left( \mathbf{a}_t^H \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{W}}_{c,k} + \tilde{\mathbf{R}}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \right. \\ & \times \left. \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K (\mathbf{W}_{c,k} - \tilde{\mathbf{W}}_{c,k}) + \mathbf{R}_c - \tilde{\mathbf{R}}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H \right) \right. \\ & \times \left. \left( \sum_{c=1}^C \boldsymbol{\Psi}_{c,t} \left( \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{W}}_{c,k} + \tilde{\mathbf{R}}_c \right) \boldsymbol{\Psi}_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \mathbf{a}_t \right) \\ & \geq \frac{\gamma_{\text{sen}}}{|\beta_{t,l}|^2 \left( \sum_{c=1}^C \mathbf{b}_{c,t}^H \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k} + \mathbf{R}_c \right) \mathbf{b}_{c,t} \right)} \end{aligned} \quad (36)$$

其中,  $\{\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}, \tilde{\mathbf{R}}_c, \tilde{r}_{c,k}, \tilde{o}_{c,k}, \tilde{q}_{c,k}\}$  为问题  $P_4$  的一个可行点。

经过上述一系列凸近似处理后,原非凸问题  $P_4$  可近似转化为如下凸优化问题:

$$\begin{aligned} P_5: & \max_{\{\mathbf{W}_{c,k}, \mathbf{R}_c, r_{c,k}, o_{c,k}, q_{c,k}\}} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + r_{c,k}) \\ \text{s.t.} & \text{C5, } \widetilde{C7}, \text{C8, C10, } \widetilde{C11}, \text{C12, } \widetilde{C13}, \widetilde{C14} \end{aligned} \quad (37)$$

为提高近似凸问题  $P_5$  与原问题  $P_4$  的逼近精度,采用连续凸近似方法。具体而言,通过迭代更新可行点  $\{\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}, \tilde{\mathbf{R}}_c, \tilde{r}_{c,k}, \tilde{o}_{c,k}, \tilde{q}_{c,k}\}$ ,逐步求解一系列近似凸优化问题  $P_5$ ,从而实现对原非凸问题  $P_4$  最优解的高精度逼近。波束赋形子问题的具体求解流程与步骤,详见算法 1。

收敛性分析。算法 1 中问题  $P_5$  在第  $(i-1)$  轮迭代的最优解  $\{\mathbf{W}_{c,k}^{*,i-1}, \mathbf{R}_c^{*,i-1}, r_{c,k}^{*,i-1}, o_{c,k}^{*,i-1}, q_{c,k}^{*,i-1}\}$  可作为问题  $P_5$  在第  $i$  轮迭代的可行解。由此可得,算法 1 生成的目标函数序列  $\left\{ \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + r_{c,k}^{*,i}) \right\}_{i=1}^{i_{\max}}$  具有非递减性。

同时,问题  $P_5$  的目标函数为系统和速率的下界,且在发射功率有限情况下系统和速率存在上界。综上,算法 1 具有收敛性。

最优性分析。对于波束赋形子问题从原问题  $P_2$  到近似问题  $P_5$  的转化,其中采用的柯西—施瓦茨不等式放缩与引入辅助变量重构均为严格的等价变换,不存在最优性损失;而半正定松弛和一阶泰勒近似则是近似处理。针对这些近似,本文采用高斯随机化技术完成对松弛解的映射,可显著降低半正定松弛带来的性能损失。同时,依托连续凸近似迭代框架提高泰

#### 算法 1 波束赋形子问题优化算法

输入: UAV 位置  $\{\mathbf{u}_c\}$

输出: 波束赋形向量/矩阵  $\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t\}$

1. 得到问题  $P_4$  的一个初始可行点  $\{\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}^0, \tilde{\mathbf{R}}_c^0, \tilde{r}_{c,k}^0, \tilde{o}_{c,k}^0, \tilde{q}_{c,k}^0\}$
2. 初始化最大迭代次数  $i_{\max}$  和最优值  $\text{obj}^0 = 0$
3. For  $i = 1: i_{\max}$
4. 给定  $\{\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}^{(i-1)}, \tilde{\mathbf{R}}_c^{(i-1)}, \tilde{r}_{c,k}^{(i-1)}, \tilde{o}_{c,k}^{(i-1)}, \tilde{q}_{c,k}^{(i-1)}\}$  下, 解决问题  $P_5$  并得到最优解  $\{\mathbf{W}_{c,k}^{*,i}, \mathbf{R}_c^{*,i}, r_{c,k}^{*,i}, o_{c,k}^{*,i}, q_{c,k}^{*,i}\}$
5. 更新  $\{\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}^i, \tilde{\mathbf{R}}_c^i, \tilde{r}_{c,k}^i, \tilde{o}_{c,k}^i, \tilde{q}_{c,k}^i\} := \{\mathbf{W}_{c,k}^{*,i}, \mathbf{R}_c^{*,i}, r_{c,k}^{*,i}, o_{c,k}^{*,i}, q_{c,k}^{*,i}\}$
6. 更新最优值  $\text{obj}^i = \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + r_{c,k}^{*,i})$
7. If  $|\text{obj}^i - \text{obj}^{(i-1)}| < 10^{-6}$
8. break
9. End If
10. End For
11. 通过式(30)得到  $\{\mathbf{v}_t^*\}$
12. 通过高斯随机化方法得到  $\{\mathbf{w}_{c,k}^*\}$

勒一阶近似的精度,能保证算法经迭代后可收敛至原问题的局部最优解。

复杂度分析。采用内点法求解凸问题  $P_5$ ,可得算法 1 计算复杂度为  $\mathcal{O}(I_1 \sqrt{CKN_T T} (C^3 K^3 N_T^6 + C^2 K^2 N_T^4 T))$ ,其中  $I_1$  为算法 1 的总迭代次数。

#### 2.2 UAV 部署子问题

该子问题在波束赋形向量/矩阵  $\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t\}$  固定的前提下,对多个 UAV 部署位置  $\{\mathbf{u}_c\}$  进行优化。具体而言, UAV 部署子问题可建模为

$$\begin{aligned} P_6: & \max_{\{\mathbf{u}_c\}} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_{c,k}) \\ \text{s.t.} & \text{C1, C2, C6} \end{aligned} \quad (38)$$

由于非凸目标函数和约束 C1 与 C2,问题  $P_6$  非凸。此外, UAV 部署位置  $\mathbf{u}_c$  会同时影响路径损耗和导向矢量,这进一步增加了问题的求解复杂度。

为处理目标函数的非凸性,引入辅助变量  $\{\alpha_{c,k}, \beta_{c,k}, \zeta_{c,k}\}$ ,其满足如下约束条件:

$$\text{C15: } \mathbf{h}_{c,c,k}^H \mathbf{w}_{c,k} \mathbf{w}_{c,k}^H \mathbf{h}_{c,c,k} \geq e^{\beta_{c,k} + \zeta_{c,k}} \quad (39)$$

$$\text{C16: } \alpha_{c,k} \leq e^{\beta_{c,k}} \quad (40)$$

$$\text{C17: } \mathbf{h}_{c,c,k}^H \left( \sum_{k' \neq k} \mathbf{w}_{c,k'} \mathbf{w}_{c,k'}^H + \mathbf{R}_c \right) \mathbf{h}_{c,c,k} + \sum_{c' \neq c} \mathbf{h}_{c',c,k}^H \boldsymbol{\Phi}_c \mathbf{h}_{c',c,k} + \sigma_{c,k}^2 \leq e^{\zeta_{c,k}} \quad (41)$$

引入上述辅助变量后,问题  $P_6$  的目标函数可等价转化为如下凹函数:

$$\sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \alpha_{c,k}) \quad (42)$$

同时,约束 C1 可通过辅助变量等价转换为

$$\text{C18: } \alpha_{c,k} \geq \gamma_{\text{com}} \quad (43)$$

此外,针对约束 C2 的复杂分式结构,通过等价变换可将其化简为

$$\text{C19: } \sum_{c=1}^C \mathbf{b}_{c,t}^H \Phi_c \mathbf{b}_{c,t} \geq \frac{\gamma_{\text{sen}}}{|\beta_t|^2 |\mathbf{v}_t^H \mathbf{a}_t|^2} \times \mathbf{v}_t^H \left( \sum_{c=1}^C \Psi_{c,t} \Phi_c \Psi_{c,t}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R} \right) \mathbf{v}_t \quad (44)$$

经过上述等价重构处理后,问题  $P_6$  可重写为

$$\begin{aligned} P_7: \quad & \max_{\{\mathbf{u}_c, \alpha_{c,k}, \beta_{c,k}, \tilde{\zeta}_{c,k}\}} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \alpha_{c,k}) \\ \text{s.t.} \quad & \text{C6, C15, C16, C17, C18, C19} \end{aligned} \quad (45)$$

由于约束 C15、C16、C17 和 C19 非凸,问题  $P_7$  仍是非凸问题。

首先选取问题  $P_7$  的一个可行点  $\{\tilde{\mathbf{u}}_c, \tilde{\alpha}_{c,k}, \tilde{\beta}_{c,k}, \tilde{\zeta}_{c,k}\}$  作为迭代点。针对约束 C16,由于其不等式两端均为凸函数,可在当前迭代点处通过一阶泰勒展开近似松弛为

$$\widetilde{\text{C16}}: \alpha_{c,k} \leq e^{\tilde{\beta}_{c,k}} (1 + \beta_{c,k} - \tilde{\beta}_{c,k}) \quad (46)$$

对于约束 C15、C17 和 C19,考虑到其内部对  $\mathbf{u}_c$  的复杂函数关系,采用信赖域方法,在迭代点处对其进行一阶泰勒近似,得到如下近似约束:

$$\widetilde{\text{C15}}: 2\text{Re} \left( \tilde{\mathbf{h}}_{c,c,k}^H \mathbf{w}_{c,k} \mathbf{w}_{c,k}^H \left[ \dot{\mathbf{h}}_{c,c,k,x}, \dot{\mathbf{h}}_{c,c,k,y} \right] (\mathbf{u}_c - \tilde{\mathbf{u}}_c) \right) \quad (47)$$

$$+ \tilde{\mathbf{h}}_{c,c,k}^H \mathbf{w}_{c,k} \mathbf{w}_{c,k}^H \tilde{\mathbf{h}}_{c,c,k} \geq e^{\tilde{\beta}_{c,k} + \tilde{\zeta}_{c,k}}$$

$$\dot{\mathbf{h}}_{c',c,k,x} = \frac{\sqrt{C_0}}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|} \left[ \frac{\mathbf{x}_{c,k}^U - \tilde{\mathbf{x}}_{c'}}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|^2}; \dots; \left( \frac{\mathbf{x}_{c,k}^U - \tilde{\mathbf{x}}_{c'}}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|^2} + j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{(\tilde{\mathbf{y}}_{c'} - \mathbf{y}_{c,k}^U)^2 + H^2}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|^3} \times (N_T - 1) \right) e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\tilde{\mathbf{x}}_{c'} - \mathbf{x}_{c,k}^U}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|} (N_T - 1)} \right] \quad (50)$$

$$\dot{\mathbf{h}}_{c',c,k,y} = \frac{\sqrt{C_0}}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|} \left[ \frac{\mathbf{y}_{c,k}^U - \tilde{\mathbf{y}}_{c'}}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|^2}; \dots; \left( \frac{\mathbf{y}_{c,k}^U - \tilde{\mathbf{y}}_{c'}}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|^2} + j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{(\tilde{\mathbf{x}}_{c'} - \mathbf{x}_{c,k}^U)(\mathbf{y}_{c,k}^U - \tilde{\mathbf{y}}_{c'})}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|^3} \times (N_T - 1) \right) e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\tilde{\mathbf{x}}_{c'} - \mathbf{x}_{c,k}^U}{\|\tilde{\mathbf{q}}_{c'} - \mathbf{q}_{c,k}^U\|} (N_T - 1)} \right] \quad (51)$$

$$\dot{\mathbf{b}}_{c,t,x} = \frac{\sqrt{C_0}}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|} \left[ \frac{\mathbf{x}_t^T - \tilde{\mathbf{x}}_c}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|^2}; \dots; \left( \frac{\mathbf{x}_t^T - \tilde{\mathbf{x}}_c}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|^2} + j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{(\tilde{\mathbf{y}}_c - \mathbf{y}_t^T)^2 + H^2}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|^3} \times (N_T - 1) \right) e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\tilde{\mathbf{x}}_c - \mathbf{x}_t^T}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|} (N_T - 1)} \right] \quad (52)$$

$$\dot{\mathbf{b}}_{c,t,y} = \frac{\sqrt{C_0}}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|} \left[ \frac{\mathbf{y}_t^T - \tilde{\mathbf{y}}_c}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|^2}; \dots; \left( \frac{\mathbf{y}_t^T - \tilde{\mathbf{y}}_c}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|^2} + j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{(\tilde{\mathbf{x}}_c - \mathbf{x}_t^T)(\mathbf{y}_t^T - \tilde{\mathbf{y}}_c)}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|^3} \times (N_T - 1) \right) e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{\tilde{\mathbf{x}}_c - \mathbf{x}_t^T}{\|\tilde{\mathbf{q}}_c - \mathbf{q}_t^T\|} (N_T - 1)} \right] \quad (53)$$

$$\Psi_{c,t,x} = \sum_{t' \neq t} \beta_{t'} \mathbf{a}_{t'} \dot{\mathbf{b}}_{c,t',x}^H, \quad \Psi_{c,t,y} = \sum_{t' \neq t} \beta_{t'} \mathbf{a}_{t'} \dot{\mathbf{b}}_{c,t',y}^H \quad (54)$$

为保障泰勒近似的精度,引入信赖域半径约束:

$$\text{C20: } \|\mathbf{u}_c - \tilde{\mathbf{u}}_c\| \leq \omega \quad (55)$$

其中,  $\omega$  为预设的信赖域半径。

通过上述近似处理,原非凸问题  $P_7$  可近似为如下凸优化问题:

$$\begin{aligned} P_8: \quad & \max_{\{\mathbf{u}_c, \alpha_{c,k}, \beta_{c,k}, \tilde{\zeta}_{c,k}\}} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \alpha_{c,k}) \\ \text{s.t.} \quad & \widetilde{\text{C6}}, \widetilde{\text{C15}}, \widetilde{\text{C16}}, \widetilde{\text{C17}}, \text{C18}, \widetilde{\text{C19}}, \text{C20} \end{aligned} \quad (56)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{\text{C17}}: \quad & \tilde{\mathbf{h}}_{c,c,k}^H \left( \sum_{k' \neq k} \mathbf{w}_{c,k'} \mathbf{w}_{c,k'}^H + \mathbf{R}_c \right) \tilde{\mathbf{h}}_{c,c,k} + 2\text{Re} \left( \tilde{\mathbf{h}}_{c,c,k}^H \right. \\ & \times \left( \sum_{k' \neq k} \mathbf{w}_{c,k'} \mathbf{w}_{c,k'}^H + \mathbf{R}_c \right) \left[ \dot{\mathbf{h}}_{c,c,k,x}, \dot{\mathbf{h}}_{c,c,k,y} \right] (\mathbf{u}_c - \tilde{\mathbf{u}}_c) \Big) \\ & + \sum_{c' \neq c} \left( \tilde{\mathbf{h}}_{c',c,k}^H \Phi_{c'} \tilde{\mathbf{h}}_{c',c,k} + 2\text{Re} \left( \tilde{\mathbf{h}}_{c',c,k}^H \Phi_{c'} \left[ \dot{\mathbf{h}}_{c',c,k,x}, \dot{\mathbf{h}}_{c',c,k,y} \right] \right. \right. \\ & \times (\mathbf{u}_c - \tilde{\mathbf{u}}_{c'}) \Big) \Big) + \sigma_{c,k}^2 \leq e^{\tilde{\zeta}_{c,k}} (1 + \zeta_{c,k} - \tilde{\zeta}_{c,k}) \end{aligned} \quad (48)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{\text{C19}}: \quad & \sum_{c=1}^C \left( \tilde{\mathbf{b}}_{c,t}^H \Phi_c \tilde{\mathbf{b}}_{c,t} + 2\text{Re} \left( \tilde{\mathbf{b}}_{c,t}^H \Phi_c \left[ \dot{\mathbf{b}}_{c,t,x}, \dot{\mathbf{b}}_{c,t,y} \right] \right. \right. \\ & \times (\mathbf{u}_c - \tilde{\mathbf{u}}_c) \Big) \Big) \geq \frac{\gamma_{\text{sen}}}{|\beta_t|^2 |\mathbf{v}_t^H \mathbf{a}_t|^2} \left( \sum_{c=1}^C \left( \mathbf{v}_t^H \tilde{\Psi}_{c,t} \Phi_c \tilde{\Psi}_{c,t}^H \mathbf{v}_t \right. \right. \\ & + 2\text{Re} \left( \left[ \mathbf{v}_t^H \tilde{\Psi}_{c,t,x} \Phi_c \tilde{\Psi}_{c,t}^H \mathbf{v}_t, \mathbf{v}_t^H \tilde{\Psi}_{c,t,y} \Phi_c \tilde{\Psi}_{c,t}^H \mathbf{v}_t \right] \right. \\ & \times (\mathbf{u}_c - \tilde{\mathbf{u}}_c) \Big) \Big) \Big) + \sigma^2 \Big) \end{aligned} \quad (49)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{h}}_{c',c,k}$ 、 $\tilde{\mathbf{b}}_{c,t}$  和  $\tilde{\Psi}_{c,t}$  分别为  $\mathbf{h}_{c',c,k}$ 、 $\mathbf{b}_{c,t}$  和  $\Psi_{c,t}$  在迭代点  $\tilde{\mathbf{u}}_c = [\tilde{\mathbf{x}}_c; \tilde{\mathbf{y}}_c]$  处的取值;  $\dot{\mathbf{h}}_{c',c,k,x}$ 、 $\dot{\mathbf{b}}_{c,t,x}$  和  $\dot{\Psi}_{c,t,x}$  分别为  $\mathbf{h}_{c',c,k}$ 、 $\mathbf{b}_{c,t}$  和  $\Psi_{c,t}$  对  $x_c$  的偏导数在  $\tilde{\mathbf{u}}_c$  处的取值;  $\dot{\mathbf{h}}_{c',c,k,y}$ 、 $\dot{\mathbf{b}}_{c,t,y}$  和  $\dot{\Psi}_{c,t,y}$  分别为  $\mathbf{h}_{c',c,k}$ 、 $\mathbf{b}_{c,t}$  和  $\Psi_{c,t}$  对  $y_c$  的偏导数在  $\tilde{\mathbf{u}}_c$  处的取值。上述各偏导数的具体表达式如下:

为提高所得解的性能,信赖域方法会迭代求解问题  $P_8$ 。具体而言,求解  $P_8$  得到最优解后,判断该最优解能否提升问题  $P_7$  的目标函数值。若能提升,则将该最优解更新为新的迭代点;否则,缩小信赖域半径为  $\omega := \omega/2$  并重新求解问题  $P_8$ 。上述迭代过程将在信赖域半径  $\omega$  小于预设阈值  $\omega_{\min}$  后终止。UAV 部署优化子问题的完整求解流程总结于算法 2。

收敛性分析。由分析可知,问题  $P_7$  的目标函数物理意义为系统和速率的下界,在发射功率受限条件下,该目标函数存在上界。因此,当迭代充分进行

**算法2 UAV部署子问题优化算法**

输入:波束赋形向量/矩阵 $\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t\}$

输出:UAV位置 $\{\mathbf{u}_c\}$

1. 初始化信赖域半径 $\omega$ 和阈值 $\omega_{\min}$
2. 得到问题 $P_7$ 的一个可行点 $\{\tilde{\mathbf{u}}_c, \tilde{\alpha}_{c,k}, \tilde{\beta}_{c,k}, \tilde{\zeta}_{c,k}\}$
3. While  $\omega \geq \omega_{\min}$
4. 给定 $\{\tilde{\mathbf{u}}_c, \tilde{\alpha}_{c,k}, \tilde{\beta}_{c,k}, \tilde{\zeta}_{c,k}\}$ 情况下,解决问题 $P_8$ 得到最优解 $\{\mathbf{u}_c^*, \alpha_{c,k}^*, \beta_{c,k}^*, \zeta_{c,k}^*\}$
5. If $\{\mathbf{u}_c^*, \alpha_{c,k}^*, \beta_{c,k}^*, \zeta_{c,k}^*\}$ 提高了问题 $P_7$ 的目标值
6. 更新迭代点 $\{\tilde{\mathbf{u}}_c, \tilde{\alpha}_{c,k}, \tilde{\beta}_{c,k}, \tilde{\zeta}_{c,k}\} = \{\mathbf{u}_c^*, \alpha_{c,k}^*, \beta_{c,k}^*, \zeta_{c,k}^*\}$
7. Else
8. 更新信赖域半径 $\omega; = \omega/2$
9. End If
10. End While

后,目标函数值将无法继续提升,信赖域半径会逐渐减小并低于预设阈值 $\omega_{\min}$ ,算法2满足终止条件。

**最优性分析。**对于UAV部署子问题从原问题 $P_6$ 到近似问题 $P_8$ 的转化,引入辅助变量重构目标函数与约束条件同样属于等价操作,不影响求解最优性。泰勒一阶近似虽存在近似误差,但该近似误差被信赖域约束C20严格界定。结合文献[29]的理论结论,当信赖域半径阈值 $\omega_{\min}$ 足够小时,算法2可收敛至原问题的次优解。

**复杂度分析。**采用内点法求解凸问题 $P_8$ ,可得算法2的计算复杂度为 $O(I_2 C^2 K^2 (CK + T)^{3/2})$ ,其中 $I_2$ 为算法2的总迭代次数。

**2.3 整体算法**

所提两阶段交替迭代优化算法通过交替执行算法1求解波束赋形子问题得到 $\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t\}$ 及算法2求解UAV部署子问题得到 $\{\mathbf{u}_c\}$ ,协同提高多UAV协作ISAC系统的通信性能。整体求解流程和详细步骤见算法3。

**算法3 两阶段交替迭代优化算法**

输出:波束赋形向量/矩阵 $\{\mathbf{w}_{c,k}, \mathbf{R}_c, \mathbf{v}_t\}$ , UAV部署位置 $\{\mathbf{u}_c\}$

1. 得到原问题 $P_1$ 的可行UAV部署位置 $\{\mathbf{u}_c^0\}$
2. 初始化最大迭代次数 $i_{\max}$ 和最优值 $\text{obj}^0 = 0$
3. For  $i = 1; i_{\max}$
4. 给定 $\{\mathbf{u}_c^{i-1}\}$ ,执行算法1,得到 $\{\mathbf{w}_{c,k}^i, \mathbf{R}_c^i, \mathbf{v}_t^i\}$
5. 给定 $\{\mathbf{w}_{c,k}^i, \mathbf{R}_c^i, \mathbf{v}_t^i\}$ ,执行算法2,得到 $\{\mathbf{u}_c^i\}$
6. 给定 $\{\mathbf{w}_{c,k}^i, \mathbf{R}_c^i, \mathbf{v}_t^i, \mathbf{u}_c^i\}$ ,更新 $\text{obj}^i = \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_{c,k})$
7. If  $|\text{obj}^i - \text{obj}^{i-1}| \leq 10^{-6}$
8. Break
9. End If
10. End For

**3 仿真结果分析**

基于MATLAB对所提出的两阶段交替迭代优化算法进行仿真验证,以评估该算法的可行性与有效性。仿真场景设置如下:考虑由 $C=3$ 个UAV构成的多小区系统,每个UAV服务 $K=3$ 个地面用户,同时联合感知 $T=2$ 个空中目标;UAV部署高度为50 m,空中目标高度为40 m,雷达接收机的三维坐标为 $[0; 0; 30]$  m。 $C \times K=9$ 个用户按所属服务UAV分为3簇,各簇用户坐标分别在半径500 m的圆形区域内随机生成,簇中心坐标分别为 $[1000; 0]$  m、 $[-500; 500\sqrt{3}]$  m和 $[-500; -500\sqrt{3}]$  m;空中目标则在以 $[0; 0]$  m为中心200 m为半径的圆形区域内随机分布。每个UAV配备 $N_T=8$ 根发射天线,雷达接收机配备 $N_R=8$ 根接收天线,且接收天线增益为50 dBi。用户端与雷达接收机处的噪声功率均为-100 dBW,即 $\sigma_{c,k}^2 = \sigma^2 = -100$  dBW。为全面验证所提出算法的性能优势,仿真引入两种基准算法进行对比分析,如下:

(1) UAV中心部署方案。将各UAV固定部署于对应小区的区域中心位置,并采用文献[30]提出的算法优化波束赋形。

(2) MMSE预编码方案。采用文献[31]提出的MMSE预编码方案确定波束赋形方向,仅优化功率分配与UAV部署位置。

图2展示了用户和速率与UAV部署位置的分布图。

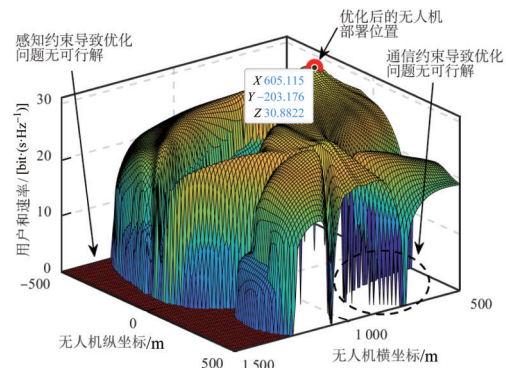


图2 用户和速率随UAV部署位置分布图

Figure 2 Distribution of sum-rate versus UAV deployment location

为直观呈现二者的映射关系,仿真在 $C=1$ 的场景下,以10 m为间隔对UAV的可行部署位置进行了遍历搜索,并分别求解问题 $P_2$ 得到各位置对应的最大用户和速率。若某一UAV部署位置导致优化问题无可行解,则将其对应的用户和速率置为0 bit/(s·Hz)。由图2可知,UAV的部署位置对用户和速率存在显著影响。具体而言,若UAV部署位置与感知目标距离

过远,感知信干噪比约束将难以满足,从而导致优化问题不可行。此外,通信信道特性完全由 UAV 位置决定,当多个用户相对于 UAV 方位相近时,其信道向量的相似性会显著增大,UAV 内的用户间干扰难以有效抑制,进而造成通信约束难以满足。这些现象充分反映出对 UAV 部署位置优化的必要性。同时,所提两阶段交替迭代优化算法所得到的 UAV 部署位置(图中以红点标注)与全局最优位置高度吻合,验证了所提出算法的有效性。

图 3 比较了所提出算法、UAV 中心部署方案和 MMSE 预编码方案下,用户和速率随 UAV 最大发射功率  $P_{\max}$  的变化趋势。

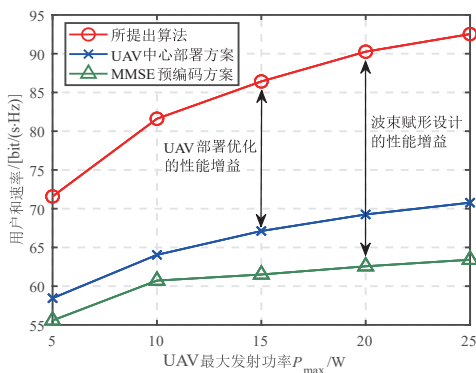


图 3 用户和速率与 UAV 最大发射功率的关系图

Figure 3 Sum-rate versus transmit power budget of UAV

由图 3 可知,随着  $P_{\max}$  的增大,三种方案对应的用户和速率均呈上升趋势,这是因为更高的发射功率可为系统提供更充足的功率资源,从而有效提升用户的通信性能。同时,所提出算法的性能显著优于两种基准算法,且性能增益随  $P_{\max}$  增大进一步扩大。相较于 UAV 中心部署方案,所提出的算法通过优化 UAV 的部署位置,不仅能降低通信链路和感知链路的路径损耗,还能增大用户间信道的差异性,进而抑制用户间干扰。相较于 MMSE 预编码方案,所提出算法采用联合优化的波束赋形设计策略,可实现 UAV 内干扰、UAV 间干扰与感知性能三者的均衡优化,而 MMSE 预编码方案仅考虑 UAV 内干扰的抑制,未兼顾感知需求和 UAV 间干扰的影响。

图 4 比较了所提出算法、UAV 中心部署方案和 MMSE 预编码方案下,用户和速率随雷达信干噪比约束  $\gamma_{\text{sen}}$  的变化趋势。

由图 4 可知,随着  $\gamma_{\text{sen}}$  的增大,三种方案对应的用户和速率均呈下降趋势。这是由于更高的  $\gamma_{\text{sen}}$  约束要求系统将更多资源(如发射功率、空间自由度及 UAV 部署位置等)向感知功能倾斜,可分配通信功能的资源相应减少,进而导致通信性能的下降。这一现象体

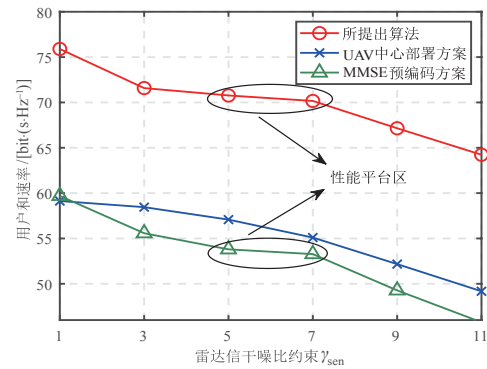


图 4 各方案用户和速率与雷达信干噪比约束的关系图

Figure 4 Sum-rate versus radar SINR constraint under various schemes

现了通信功能和感知功能在 ISAC 系统中的竞争和权衡。此外,相较于 UAV 中心部署方案,所提出算法和 MMSE 预编码方案在  $\gamma_{\text{sen}} \in [5, 7]$  区间内存在明显的性能平台区(即速率下降趋势显著减缓的区域)。结合图 2 的分析结论可知,用户和速率关于 UAV 部署位置的函数呈现多峰特性,而不同峰值点对应的 UAV 部署位置与感知目标的距离存在较大差异,其能够满足的雷达信干噪比约束阈值亦具有显著差别。随着  $\gamma_{\text{sen}}$  的逐步增大,UAV 最优部署位置可能从一个峰值点切换至另一个峰值点,导致在切换后,用户和速率对  $\gamma_{\text{sen}}$  的变化表现出较低的敏感性。

图 5 比较了所提出算法、UAV 中心部署方案和 MMSE 预编码方案下,用户和速率随发射天线数  $N_T$  的变化趋势。

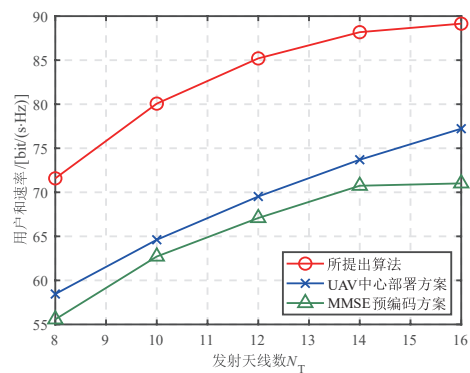


图 5 用户和速率与发射天线数的关系图

Figure 5 Sum-rate versus number of transmit antennas

由图 5 可知,三种方案对应的用户和速率均随  $N_T$  增大而提升。这是由于更多的发射天线可为系统波束赋形设计提供更高的空间自由度,从而更有效地抑制 UAV 内干扰与 UAV 间干扰,并实现通信功能与感知功能的性能均衡。所提出算法比两种基准方案具有显著的性能优势,因为:一方面所提出算法联合

UAV 部署位置优化和多天线传输同时实现降低路损和抑制干扰;另一方面,所提出算法通过优化波束赋形方向充分发挥多天线带来的空间自由度。此外,随着  $N_T$  进一步增加,用户和速率增益趋于饱和。

图 6 比较了所提出算法、UAV 中心部署方案和 MMSE 预编码方案下,用户和速率随雷达接收天线数  $N_R$  的变化趋势。分别给出了  $\gamma_{\text{sen}}=3$  (实线) 和  $\gamma_{\text{sen}}=0$  (虚线) 对应结果。

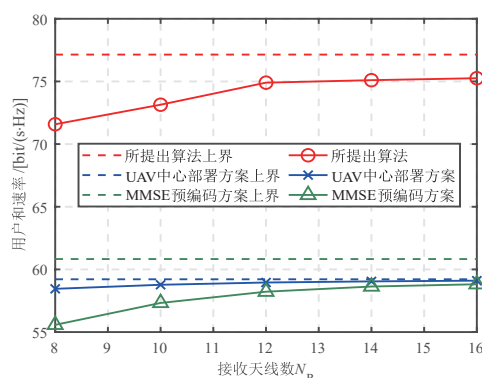


图 6 用户和速率与接收天线数的关系图

Figure 6 Sum-rate versus number of receive antennas

由图 6 可知,当  $\gamma_{\text{sen}}=3$  时,三种方案对应的用户和速率均随  $N_R$  的增大而提升。原因为增加  $N_R$  可增强接收波束赋形对感知信号的提取能力,等效于降低感知信干噪比约束  $\gamma_{\text{sen}}$  的实际需求,从而分配更多的系统资源用于提升通信性能。当  $\gamma_{\text{sen}}=0$  时,系统由 ISAC 场景退化为纯通信场景,此时变化  $N_R$  对于用户和速率无明显影响,对应和速率表示该系统的用户和速率上界。值得说明的是,对比两种情况,可以发现在 ISAC 场景下,增加  $N_R$  带来的性能增益受限于纯通信场景的用户和速率上界,当用户和速率逼近该上界时,继续增加  $N_R$  已无显著增益。

## 4 结束语

本文提出了一种面向 LAWN 的网络化 ISAC 系统架构,采用多 UAV 协同部署模式,通过发射双功能波束,同步完成对多组用户的通信服务与多个空中目标的协同感知任务。同时,单个雷达接收机负责接收感知目标反射信号,实现对空中目标的精准感知。考虑感知信干噪比、通信信干噪比、UAV 最大发射功率等约束,优化发射波束赋形、接收波束赋形和 UAV 部署位置以最大化用户和速率。针对该问题的非凸性,提出一种两阶段交替迭代优化算法,将原问题解耦为波束赋形子问题和 UAV 部署子问题。对于波束赋形子问题,利用半正定松弛方法和柯西—施瓦茨不等式对问题重构,并采用连续凸近似方法求解;对于 UAV 部

署子问题,引入辅助变量将非凸目标函数等价转换为凸函数,进而基于信赖域迭代框架求解。仿真结果充分验证了所提算法的有效性与优越性。在单 UAV 场景下,所提出算法得到的解与遍历搜索所得全局最优解高度吻合。此外,对比 UAV 中心部署方案和 MMSE 预编码方案,所提出算法取得了显著的性能增益。

结合本文研究局限及 LAE 领域的发展趋势,未来可以从以下三个方面进一步深化研究:(1)探索网络化 ISAC 与新型柔性天线技术(如移动天线、流态天线)的融合机制,利用柔性天线的动态可调特性,进一步提升系统通信与感知的协同性能;(2)突破本文固定高度部署假设,研究 UAV 三维部署优化问题,并结合概率 LoS 信道模型,分析信道中断特性;(3)针对实际系统中非理想信道场景,开展非完美信道状态信息下 UAV 部署与波束赋形的鲁棒协同优化研究,提高算法的适配性和可靠性。

## 参考文献

- [1] 钱志鸿,王义君. 低空经济赋能者: 智能无人机技术体系综述与展望[J]. 电子与信息学报, 2026, 48(1): 1-33.  
Qian Zhihong, Wang Yijun. Intelligent unmanned aerial vehicles for low-altitude economy: A review of the technology framework and future prospects[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2026, 48(1): 1-33. (in Chinese)
- [2] He Dongxuan, Yuan Weijie, Wu Jun, et al. Ubiquitous UAV communication enabled low-altitude economy: Applications, techniques, and 3GPP's efforts[J]. IEEE Network, 2026, 40(1): 115-122.
- [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.  
Zhu Zhengyu, Wen Xinping, Li Xingwang, et al. An overview on integrated sensing and communication for low altitude economy[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2026, 48(2): 471-486. (in Chinese)
- [4] Li Fangzhi, Ren Zhichu, Pan Cunhua, et al. Cooperative sensing and communication beamforming design for low-altitude economy[J]. Science China Information Sciences, 2026, 69(2): 122304.
- [5] Xiao Meng, Cui Huanxi, Zhao Zhongliang, et al. Joint 3D deployment and beamforming for RSMA-enabled UAV base station with geographic information[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(4): 2547-2559.
- [6] Yang Helin, Liu Shuai, Xiao Liang, et al. Learning-based reliable and secure transmission for UAV-RIS-assisted

- communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(7): 6954-6967.
- [7] Pervez F, Sultana A, Yang Cungang, et al. Energy and latency efficient joint communication and computation optimization in a multi-UAV-assisted MEC network[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(3): 1728-1741.
- [8] Dai Qianglong, Zeng Yong, Wang Huizhi, et al. A tutorial on MIMO-OFDM ISAC: From far-field to near-field[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2026, 28: 4319-4358.
- [9] Liu Fan, Cui Yuanhao, Masouros 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.
- [10] Xiong Yifeng, Liu Fan, Cui Yuanhao, et al. On the fundamental tradeoff of integrated sensing and communications under Gaussian channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2023, 69(9): 5723-5751.
- [11] 李若光, 王琰, 陈颖琦, 等. 协作速率分割多址接入辅助的多站通感一体化波束赋形设计[J]. *电子学报*, 2025, 53(5): 1491-1499.
- Li Ruoguang, Wang Yan, Chen Yingyang, et al. Beamforming design for coordinated RSMA assisted multi-static integrated sensing and communication[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2025, 53(5): 1491-1499. (in Chinese)
- [12] Wu Ke, Bigdeli Y, Keivaan S A, et al. Integrated sensing and communication (ISAC) transceiver: Hardware architectures, enabling technologies, and emerging trends[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Electromagnetics, Antennas and Propagation*, 2025, 1(1): 37-64.
- [13] Meng Kaitao, Masouros C, Petropulu A P, et al. Cooperative ISAC networks: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2025, 32(3): 212-219.
- [14] Xiao Zichao, Liu Rang, Li Ming, et al. Sparsity exploitation via joint receive processing and transmit beamforming design for MIMO-OFDM ISAC systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(5): 3593-3607.
- [15] Mao Weihao, Lu Yang, Pan Gaofeng, et al. UAV-assisted communications in SAGIN-ISAC: Mobile user tracking and robust beamforming[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2025, 43(1): 186-200.
- [16] Lou Xingliang, Xia Wenchao, Zhu Yongxu, et al. Multi-target beamforming optimization for fluid antenna-enabled multi-static ISAC[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2026, 12: 1382-1394.
- [17] He Zhenyao, Xu Wei, Shen Hong, et al. Full-duplex communication for ISAC: Joint beamforming and power optimization[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, 41(9): 2920-2936.
- [18] Mao Weihao, Lu Yang, Pan Gaofeng, et al. Cramér-Rao bound optimization for bistatic ISAC: Transceiver design and attention-based ISACNet[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2026, 44: 181-195.
- [19] Zhang Yue, Shan Hangguan, Zhou Yong, et al. Cooperative beamforming design for anti-UAV ISAC systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(3): 2249-2264.
- [20] Zhao Chuanbin, Feng Yuan, Luo Hongliang, et al. Networked ISAC-based UAV tracking and handover toward low-altitude economy[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(9): 7670-7685.
- [21] Tang Jun, Yu Yiming, Pan Cunhua, et al. Cooperative ISAC-empowered low-altitude economy[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(5): 3837-3853.
- [22] Cheng Gaoyuan, Song Xianxin, Lyu Zhonghao, et al. Networked ISAC for low-altitude economy: Coordinated transmit beamforming and UAV trajectory design[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(8): 5832-5847.
- [23] Huang Yiqian, Wu Gang, Yang Ping, et al. An adaptive MDS-coded OFDM waveform for low-altitude ISAC: Design and optimization[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2026, 44: 531-544.
- [24] Liu Zechen, Liu Xin, Liu Yuemin, et al. UAV assisted integrated sensing and communications for Internet of Things: 3D trajectory optimization and resource allocation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(8): 8654-8667.
- [25] Deng Dan, Zhou Wen, Li Xingwang, et al. Joint beamforming and UAV trajectory optimization for covert communications in ISAC networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(2): 1016-1030.
- [26] Zhang Ruizhi, Zhang Ying, Tang Rui, et al. A joint UAV trajectory, user association, and beamforming design strategy for multi-UAV-assisted ISAC systems[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(18): 29360-29374.
- [27] Wang Jinyu, Zhang Xianchao, Wang Yi, et al. Transmit-receive beamforming for ISAC-enabled multi-UAVs sys-

- tem[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2026, 10: 652-666.
- [28] Fu Zhenyu, Liu Juan, Mao Yuyi, et al. Energy-efficient UAV-assisted federated learning: Trajectory optimization, device scheduling, and resource management[J]. IEEE Transactions on Network and Service Management, 2025, 22(2): 974-988.
- [29] Conn A R, Gould N I M, Toint P L. Trust-region methods[M]. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2000.
- [30] Babu N, Masouros C, Papadias C B, et al. Precoding for multi-cell ISAC: From coordinated beamforming to coordinated multipoint and bi-static sensing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(10): 14637-14651.
- [31] Ouyang Chongjun, Wang Zhaolin, Zhang Xingqi, et al. Linear receive beamforming for CAPA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 1030-1047.

## 作者简介



**毛炜昊** 男, 1999年5月出生于江西省九江市。现为北京交通大学计算机科学与技术学院博士研究生。主要研究方向为通感一体化网络的系统设计和理论分析。  
E-mail: weihao@bjtu.edu.cn



**王敏填** 男, 1996年1月出生于广东省揭阳市。现为广东城际铁路运营有限公司通信技术主办。主要研究方向为铁路通信。  
E-mail: wangmintian@gzmtr.com



**陆 杨** 男, 1992年3月出生于山东省德州市。现为北京交通大学计算机科学与技术学院副教授、博士生导师。主要研究方向为深度学习赋能移动通信网络。在国内外发表学术论文100余篇。中国电子学会会员编号: E190024739S。  
E-mail: yanglu@bjtu.edu.cn



**杨 冬** 男, 1980年12月出生于山西省大同市。现为北京交通大学电子信息工程学院教授、博士生导师。主要研究方向为新一代信息网络关键理论与技术以及工业互联网、网络智能化技术等。中国电子学会会员编号: E190035787S。  
E-mail: dyang@bjtu.edu.cn



**范 典** 男, 1992年3月出生于山东省菏泽市。现为中国信息通信研究院泰尔终端实验室战略规划部主任、高级工程师。主要研究方向为新一代信息通信技术。获北京市自然科学奖1项。  
E-mail: fandian@caict.ac.cn



**艾 渤** 男, 1974年2月出生于陕西省西安市。现为北京交通大学副校长、教授。主要研究方向为无线通信、高速通信。中国电子学会会员编号: E190000173F。  
E-mail: boai@bjtu.edu.cn