中国科学 : 信息科学 2026 年 第 56 卷 第 10 期: 2624–2642
SCIENTIA SINICA Informationis
面向 6G 的通感算可重构无线网络专题 • 论文

智能反射面与移动天线辅助低时延通感一体化网络波束与天线位置鲁棒设计

高伟, 吴鹏, 郭宁, 胡钰林*

武汉大学电子信息学院, 武汉 430072

* 通信作者. E-mail: yulin.hu@whu.edu.cn

收稿日期: 2026–04–28; 修回日期: 2026–08–10; 接受日期: 2026–09–08; 网络出版日期: 2026–10–10

国家自然科学基金 (批准号: 62671441, 62471341) 和湖北省科技厅国际科技合作项目 (批准号: 2025EHZ040) 资助

摘要 针对通感一体化网络中环境的动态与随机特性导致有限网络资源下难以兼顾感知与低时延传输性能需求的问题, 面向移动天线与智能反射面协同辅助的低时延通感一体化网络开展波束与天线设计研究. 考虑低时延传输需求下感知与通信的信道状态信息 (channel state information, CSI) 反馈非完美与有限码长传输特性, 提出一种波束与天线位置鲁棒优化方法, 在兼顾感知性能需求的同时提升网络最小传输速率. 具体而言, 针对 CSI 不确定性导致的感知信噪比与速率约束无显式数学表达的问题, 首先采用 S 过程 (S-procedure) 和连续凸近似方法将其转化为易于处理的形式, 进而采用惩罚项凹凸过程和半正定规划方法对发射波束、可重构智能表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 相位和天线位置交替迭代优化. 仿真结果表明所提方法的最小传输速率性能优于无 RIS 或固定天线方案, 并分析了有限码长传输特性对最小传输速率性能的影响.

关键词 低时延通感一体化网络, 智能反射面, 移动天线, 鲁棒优化

1 引言

国际电信联盟在面向 2030 年及未来的 IMT-2030 标准中将通感一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 视为第六代移动通信 (sixth generation, 6G) 的关键支撑技术之一 [1,2]. 该技术打破了传统无线通信系统中环境感知与数据传输两大功能相互割裂、独立设计的固有架构瓶颈, 通过硬件资源、频谱资源与信号处理流程的深度共享和协同调度, 实现频谱利用率、能源效率与系统集成度的全方位提升, 为 6G 系统赋予了通信传输与环境感知深度融合的能力 [3,4]. 面向工业互联网、高阶自动驾驶等 6G 核心垂直应用场景, 业务开展不仅对数据传输提出了传输可靠性不低于 99.999%、时延在 1 ms 以内的严格性能需求, 同时要求 6G 系统具备实时、高精度的环境感知与监测能力. 传统通信与感知分离部署的架构, 难以同时兼顾两类性能的极致要求. 然而, 融合了低时延传输能力的低时延通感一体化网络, 凭借资源共享、功能协同的优势, 成为支撑此类新型 6G 应用的核心技术 [5].

工业互联网、高阶自动驾驶等 6G 核心垂直应用中, 待传输的信息多为设备控制指令、感知状态短帧、实时决策报文等短数据包, 因此通常使用有限长度编码方式进行传输, 属于典型的有限码长传输 [6]. 传统通信系统以

引用格式: 高伟, 吴鹏, 郭宁, 等. 智能反射面与移动天线辅助低时延通感一体化网络波束与天线位置鲁棒设计. 中国科学: 信息科学, 2026, 56: 2624–2642, doi: 10.1360/SSI-2026-0180
Gao W, Wu P, Guo N, et al. Robust joint beamforming and antenna position optimization for RIS and MA-assisted low-latency ISAC networks. Sci Sin Inform, 2026, 56: 2624–2642, doi: 10.1360/SSI-2026-0180

© 2026《中国科学》杂志社

经典香农定理为理论依据进行设计, 但该定理刻画的传输性能只有当信息源的编码长度趋于无穷时才可逼近 [7]. 在编码长度有限的短包通信场景, 信息源即使以低于信道容量进行传输, 仍存在不可避免的解码错误概率, 导致香农定理难以精准刻画传输性能. 2010 年, Polyanskiy 等人发表了有限码长 (finite blocklength, FBL) 编码理论, 推导了有限编码长度下数据传输的最大可达速率与可靠性的闭式数学表达, 为低时延 ISAC 网络的设计提供了理论依据 [8]. 然而, 低时延 ISAC 网络设计仍然面临诸多挑战. 首先, 低时延 ISAC 网络中, 频谱资源是客观有限的, 但感知与通信两类任务在时频资源、发射功率等多个维度存在天然的资源竞争关联, 导致网络难以在有限的频谱资源下同时兼顾传输和感知的极限性能需求 [9]. 其次, 无线信道的时变衰落、环境的动态多变性与信道估计误差的客观存在, 使得获取的信道信息 (channel state information, CSI) 往往是不精确的. 传统静态或半静态的资源分配方案与实时信道状态出现严重失配, 导致网络鲁棒性差, 感知与通信业务的时延、可靠性等核心性能需求难以保障. 因此, 在非完美 CSI 反馈情况下, 如何设计能够适配信道动态特性、兼顾感知与通信性能需求的鲁棒资源管理方法, 已成为低时延 ISAC 网络中亟待解决的问题.

针对多径衰落、同频干扰引发的网络性能保障难的问题, 现有研究工作采用可移动天线 (movable antenna, MA) 技术, 通过对天线的物理位置引入波长量级内的微小位移以充分利用多天线技术的空间分集增益与复用性能, 使天线在局部空间与角域内匹配瞬时信道以缓解衰落的影响, 实现网络性能的提升 [10,11]. 目前, 基于可移动天线的无线通信系统优化已广泛应用于通感一体化网络的设计中, 且已有多项研究工作验证了 MA 技术可有效提升网络性能 [12~16]. 在信道建模方面, 文献 [12] 基于远场条件, 构建了适配 MA 的场响应信道模型, 揭示了多径信号的幅度、相位与到达角/离开角等特征对信道信息的影响, 并结合与传统固定天线网络的性能进行对比分析, 验证了 MA 技术可有效降低网络传输的中断概率性能. 据此, 文献 [13] 面向多用户上行传输场景, 提出了一种基于梯度下降法的低复杂度 MA 位置优化方案, 实现了最小可达传输速率的提升. 文献 [15] 针对大规模天线安全通信网络, 通过对基站处 MA 位置的动态调整, 实现了网络物理层安全性能的提升. 文献 [14] 则面向全双工通信系统, 通过对 MA 位置的优化充分利用空间自由度以抑制自干扰, 显著提升了网络的信号接收质量. 尽管上述研究已充分验证了 MA 技术引入无线通信系统的性能增益与应用价值, 但通信与感知环境的动态与随机特性, 使通信与感知信号易受遮挡效应影响, 导致有限网络资源下现有 MA 赋能 ISAC 网络难以保障业务的性能需求.

针对该问题, 现有研究进一步引入可重构智能表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 技术, 通过对传输链路的智能重构, 实现传输信号的反射增强与覆盖补盲, 从而有效提升网络性能 [17~19]. 目前, 现有研究工作已经对 MA-RIS 辅助 ISAC 网络的理论性能边界和资源管理展开分析. 文献 [20] 面向 RIS-MA 辅助 ISAC 场景, 在给定传输功率下, 利用连续凸近似与半正定规划 (semidefinite programming, SDP) 等方法, 提出一种最小波束增益最大化的交替迭代优化算法, 通过对 RIS 反射波束与天线位置进行分层设计, 实现网络最小波束增益的提升. 进一步, 文献 [21] 面向 RIS-MA 辅助的通信 ISAC 场景, 利用拉格朗日对偶和 SDP 等方法, 提出一种兼顾传输速率与感知性能的联合波束赋形和 MA 位置优化算法. 然而, 上述研究中所刻画的网络性能与优化设计均依赖于高精度 CSI 反馈. 而实际 ISAC 网络中, 大量天线和反射单元使高精度 CSI 反馈将产生显著的反馈开销和时延, 面向业务的低时延需求, 反馈的 CSI 往往呈现精度低的现象 [22]. 针对该问题, 现有研究主要基于 CSI 误差特性, 利用有限误差模型或特定分布函数对 CSI 误差进行建模, 并据此对 MA 位置与波束赋形矢量进行联合优化 [23]. 文献 [24] 分别面向兼顾感知性能的通信性能增强与兼顾通信性能的感知性能增强的 ISAC 网络, 针对非完美 CSI 反馈和非视距传输导致网络性能差的问题, 提出一种基于人工噪声的鲁棒波束赋形设计算法, 实现网络的感知和通信性能的提升. 针对感知目标位置误差和 CSI 误差, 文献 [23] 联合设计发射波束、接收滤波器、RIS 相位及收发移动天线位置, 以提升多目标感知下最小 SINR. 面向安全 ISAC 场景, 文献 [25] 考虑感知目标同时作为潜在窃听者的情况, 通过将凸优化等数理解析方法与深度强化学习等人工智能技术相结合, 提出一种 RIS 相位和天线位置联合优化算法, 实现保障感知性能的同时提升安全传输速率. 文献 [26] 在满足用户通信和雷达感知需求的条件下, 以最小化系统发射功率为目标, 利用离散二进制粒子群优化、半正定松弛和逐次凸近似方法, 联合优化 MA 位置、发射波束和感知信号协方差矩阵, 在保障感知和通信性能需求的同时最小化发射功率. 针对 MA 辅助 ISAC 网络, 文献 [27] 分别在完美与非完美 CSI 反馈下, 提出发射波束与天线位置联合优

化算法, 在保障通信性能需求的同时最大化感知精度. 然而, 有限码长传输下, 信道编码块长受限, 传输误码率无法被忽略. 上述研究工作主要聚焦于长数据包传输场景, 尚未充分考虑低时延业务中短码长传输、解码错误概率等因素的影响. 此外, 严格的低时延需求使 CSI 反馈序列的长度受限、量化精度降低, 部分研究虽然考虑了非完美 CSI 反馈, 但并未联合考虑直达和反射链路的非完美 CSI 反馈的影响.

综上所述, 本文面向 MA-RIS 辅助的 ISAC 网络, 充分考虑低时延通信时的短码传输特性, 并同时考虑直达和反射链路中 CSI 量化反馈的非完美特性, 联合优化发射波束、RIS 反射相位及移动天线位置, 在保障感知性能需求的同时提高非完美 CSI 反馈下的最小传输速率, 主要贡献如下.

- 针对 ISAC 网络中环境的动态与随机特性导致有限网络资源下难以兼顾感知与低时延传输性能需求的问题, 面向 RIS-MA 辅助的低时延 ISAC 网络开展波束与天线设计研究. 充分考虑低时延传输时 CSI 反馈非完美与 FBL 传输特性, 在有限的网络资源下, 通过设计发射波束、RIS 相移矩阵及 MA 位置, 在满足感知性能需求的同时实现了网络最小传输速率性能的提升.
- 提出一种基于非完美 CSI 反馈的发射波束与 MA 位置鲁棒优化算法. 针对多元变量耦合和 CSI 不确定性导致传输速率与感知信噪比约束无显式数学表达的问题, 首先利用 S 过程 (S-procedure) 和连续凸近似等方法, 将二者转化为确定性凸约束. 进一步, 结合惩罚项凹凸过程 (penalty convex-concave procedure, PCCP) 和 SDP 方法, 以交替迭代的形式对发射波束、RIS 相位和 MA 位置进行分层求解.
- 仿真结果表明, RIS-MA 辅助的低时延 ISAC 网络中联合引入 MA 与 RIS 技术可有效实现传输信号的增强, 进而提升网络的感知与通信性能. 同时, 仿真结果揭示了传输码长与误码率阈值对网络传输性能的影响, 验证了低时延 ISAC 网络设计时考虑 FBL 传输特性的必要性.

2　系统模型与优化问题建模

本文考虑一个 RIS-MA 辅助的低时延 ISAC 网络[1)]. 该网络中, 基站配备 N 个 MA 以服务 K 个单天线用户的信号传输, 并配备 CG 个天线用于接收感知信号[2)]. 此外, 部署了一个具有 L 个反射单元的 RIS 以提升网络的传输性能, 如图 1 所示. 令 $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ 为面向用户 k 的波束赋形向量, 则基站发射信号 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ 可表示为 $\mathbf{x} \triangleq \sum_{k=1}^{K} \mathbf{w}_k s_k = \mathbf{W}\mathbf{s}$, 其中 $\mathbf{s} = [s_1, \ldots, s_K]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ 表示用户传输数据向量, 满足 $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^{\mathrm{H}}] = \mathbf{I}_K$. $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \ldots, \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{N\times K}$ 表示发射波束赋形矩阵. 本文假设 $\mathbf{x}$ 为感知与通信共用的双功能信号, $\mathbf{W}$ 则为对应的双功能波束赋形矩阵. 接下来, 将首先介绍网络中有限码长传输和信道模型, 进而介绍感知性能模型和优化问题建模.

2.1　有限码长传输模型

本文考虑一个采用正交接入机制 (例如正交频分多址等) 的下行传输过程. 基站侧每个 MA 均通过柔性电路与射频链路连接, 从而实现在给定区域内进行位置调整. 令第 n 根天线的位置向量为 $\mathbf{d}_n = [x_n, y_n]$, 则基站天线位置矩阵可表示为 $\mathbf{d} = [\mathbf{d}_1, \ldots, \mathbf{d}_N] \in \mathbb{R}^{2\times N}$. 为便于分析, 本文将天线可移动区域建模为二维矩形区域 $\mathcal{D} = [x^{\min}, x^{\max}] \times [y^{\min}, y^{\max}]$. 同时, 为避免天线单元之间发生物理碰撞, 任意两根天线中心之间的距离需满足最小间距约束 $D_{\min}$, 即 $\|\mathbf{d}_n - \mathbf{d}_{n'}\|_2 \geqslant D_{\min},\ n \neq n'$. 鉴于 RIS 通常由大量无源反射单元以高密度形式部署于墙体或建筑表面, 且其自身不具备主动发射能力, 本文假设 RIS 各反射单元的位置固定不变. 因此, FBL 传输下, 传输速率可表示为

$$R_k = C_k - \sqrt{\frac{V_k}{m_k}} \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\ln 2}, \tag{1}$$

1) 本文中 “低时延” 主要是指短数据包在无线空口上的传输时延. 无线通信业务的总体时延通常包括排队与调度时延、空口传输时延、重传时延. 本文考虑预先分配正交时频资源的单次下行传输, 不涉及随机接入、排队及重传, 重点聚焦于短数据包的单次空口传输性能.

2) 为保障感知回波接收过程中阵列结构和相位参考的稳定性, 本文假设用于接收感知信号的 CG 个天线的位置在接收阶段保持固定, 以避免接收天线位置变化引起的相位偏移和阵列响应失配. 同时, RIS 部分采用 MA 天线, 会加剧低时延保障难度且算法设计过程与现有算法一致. 因此, 为兼顾系统性能增益、低时延要求与工程可实现性, 本文仅在基站发射端采用 MA 技术.

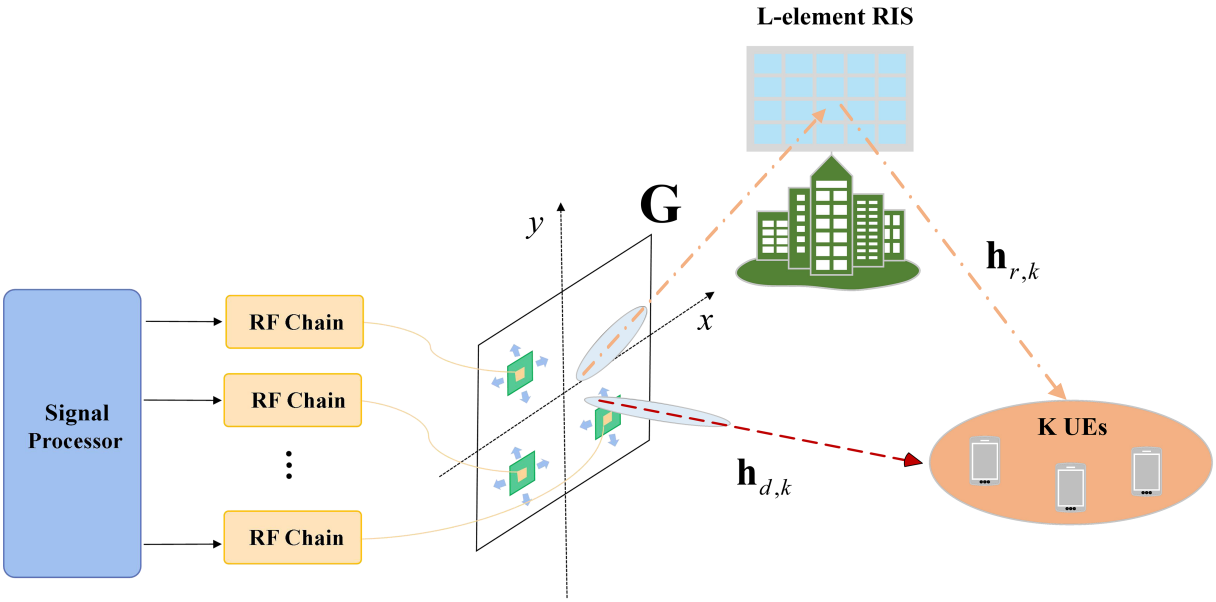

图 1　(网络版彩图) RIS-MA 辅助低时延 ISAC 网络模型图.

Figure 1　(Color online) System model of the RIS-MA assisted low-latency ISAC network.

其中 m 表示传输码长, $C_k = \log_2(1+\gamma_k)$ 表示香农容量, ε 表示信号解码错误概率, $V_k = 1-(1+\gamma_k)^{-2}$ 表示信道色散, $Q^{-1}(\cdot)$ 表示高斯 Q 函数的反函数, 即 $Q(a) = \int_a^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \mathrm{e}^{-z^2/2}\,\mathrm{d}z$. 上式中 $\gamma_k = \frac{|\mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2}{\sigma^2}$ 表示用户 k 的接收信噪比, σ^2 表示噪声功率, $\mathbf{H}_k = \mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\theta}^{\mathrm{H}} \mathbf{F}_{r,k}$ 表示基站到用户 k 的等效信道, $\boldsymbol{\theta} = [\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_1}, \ldots, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_L}]^{\mathrm{T}}$ 表示 RIS 相位向量, $\theta_l \in [0, 2\pi)$ 表示第 l 个 RIS 反射单元的相位, $\mathbf{F}_{r,k} = \mathrm{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}})\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{L\times N}$ 表示基站 -RIS- 用户 k 反射链路的级联信道, $\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}} \in \mathbb{C}^{1\times N}$、$\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{L\times N}$ 和 $\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}} \in \mathbb{C}^{1\times L}$ 分别表示基站与用户 k 间、基站与 RIS 间以及 RIS 与用户 k 间的传输链路.

2.2　感知性能模型

本文采用视距信道模型对基站与目标之间的感知链路进行刻画. 令 ϑ 和 φ 分别表示目标相对于基站的俯仰角与方位角. 由于基站与点目标之间的距离相对较远, 可假设在不同的 MA 位置下, ϑ 与 φ 保持不变. 令 $\boldsymbol{a}_r(\vartheta,\varphi) \in \mathbb{C}^{1\times CG}$ 与 $\boldsymbol{a}_t(\vartheta,\varphi,\mathbf{d}) \in \mathbb{C}^{1\times N}$ 分别表示接收响应向量与发射响应向量. 其中, 接收响应向量表示为 $\boldsymbol{a}_r(\vartheta,\varphi) = \boldsymbol{a}_P(\vartheta,\varphi) \otimes \boldsymbol{a}_Q(\vartheta,\varphi)$, 式中 $\boldsymbol{a}_P(\vartheta,\varphi) = \left[1, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi\cos\vartheta\sin\varphi}, \ldots, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi(P-1)\cos\vartheta\sin\varphi}\right]$, $\boldsymbol{a}_Q(\vartheta,\varphi) = \left[1, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi\sin\vartheta}, \ldots, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi(Q-1)\sin\vartheta}\right]$, $\otimes$ 表示 Kronecker 积. 与此相似, 发射响应向量 $\boldsymbol{a}_t(\vartheta,\varphi,\bar{\boldsymbol{t}})$ 可表示为 $\boldsymbol{a}_t(\vartheta,\varphi,\mathbf{d}) = [\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\rho(\mathbf{d}_1,\vartheta,\varphi)}, \ldots, \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\rho(\mathbf{d}_N,\vartheta,\varphi)}]$, 其中 λ 为载波波长, $\rho(\mathbf{d}_n,\vartheta,\varphi)$ 表示与第 n 根发射天线位置相关的相位项. 据此, 感知信道矩阵 $\mathbf{G}_S$ 可表示为 $\mathbf{G}_S \triangleq \alpha\,\boldsymbol{a}_r(\vartheta,\varphi)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_t(\vartheta,\varphi,\bar{\boldsymbol{t}})$, 其中 α 表示感知目标的反射系数. 因此, 发射端接收到的感知回波信号 $\boldsymbol{y}_r \in \mathbb{C}^{CG\times 1}$ 可表示为 $\boldsymbol{y}_r = \mathbf{G}_S\boldsymbol{x} + \boldsymbol{z}_r$, 其中 $\boldsymbol{z}_r \in \mathbb{C}^{CG\times 1} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2\mathbf{I}_{CG})$ 为感知接收噪声向量. 据此, 感知信噪比可表示为

$$\gamma_s(\mathbf{W},\mathbf{d},\vartheta,\varphi) = \eta\,\boldsymbol{a}_t(\vartheta,\varphi,\mathbf{d})\mathbf{W}\mathbf{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_t(\vartheta,\varphi,\mathbf{d})^{\mathrm{H}}, \tag{2}$$

其中 $\eta = \frac{|\alpha|^2\boldsymbol{a}_r(\vartheta,\varphi)\boldsymbol{a}_r(\vartheta,\varphi)^{\mathrm{H}}}{\sigma_r^2}$ 表示综合系数.

2.3　信道模型

在 MA-RIS 辅助 ISAC 网络中, 发射区域的天线部署尺度显著小于收发端之间的传播距离, 满足远场传播条件, 因此收发端之间的场响应向量可近似建模为平面波. 在此情形下, MA 位置的变化主要影响多径分量的相位, 而不改变其出发角、到达角及幅度特性. 基于该特征, 本文采用场响应信道模型对传输和感知的通信信道进行建模. 此外, 本文采用准静态慢衰落模型, 即在每个相干时间内信道响应保持近似不变. 因此, MA 能够在每个相干

时隙开始时调整至预定位置, 从而改善信道质量. 令 J^t 和 J^r 分别为发射路径数和接收路径数. 第 j 条路径的发射俯仰角、发射方位角、接收俯仰角及接收方位角分别表示为 $\varphi_j^{t,e}$、$\varphi_j^{t,a}$、$\varphi_j^{r,e}$ 和 $\varphi_j^{r,a}$. 则位于位置 $\mathbf{d}_n$ 处的第 n 根 MA 对应的基站侧发射场响应向量可表示为 $\mathbf{p}(\mathbf{d}_n)=[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\rho_1^t(\mathbf{d}_n)},\ldots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\rho_{J^t}^t(\mathbf{d}_n)}]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{J^t}$, 其中 λ 表示载波波长, $\rho_j^t(\mathbf{d}_n)$ 表示位置 $\mathbf{d}_n$ 相对于坐标原点在第 j 条发射路径上的相位差. 与此相似, RIS 中位于位置 $\mathbf{d}_l^R$ 处的第 l 个反射单元对应的接收场响应向量可写为 $\mathbf{q}(\mathbf{d}_l^R)=[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\rho_1^r(\mathbf{d}_l^R)},\ldots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\rho_{J^r}^r(\mathbf{d}_l^R)}]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{J^r}$. 据此, 基站侧与 RIS 侧的场响应矩阵可分别表示为 $\mathbf{P}=[\mathbf{p}(\mathbf{d}_1),\ldots,\mathbf{p}(\mathbf{d}_N)]\in\mathbb{C}^{J^t\times N}$, $\mathbf{Q}=\left[\mathbf{q}(\mathbf{d}_1^R),\ldots,\mathbf{q}(\mathbf{d}_L^R)\right]\in\mathbb{C}^{J^r\times L}$. 考虑基站与 RIS 之间存在多径传播, 引入路径响应矩阵 $\mathbf{\Sigma}\in\mathbb{C}^{J^r\times J^t}$ 以表征各多径分量的复增益特性, 则基站到 RIS 的信道矩阵可写为 $\mathbf{G}=\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{\Sigma}\mathbf{P}(\mathbf{d})\in\mathbb{C}^{L\times N}$. 与此相似, 基站到用户 k 的直达链路可表示为 $\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}=\mathbf{1}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{\Sigma}_k\mathbf{P}_k(\mathbf{d})\in\mathbb{C}^{1\times N}$, 其中 $\mathbf{P}_k(\mathbf{d})$ 表示基站侧场响应矩阵, $\mathbf{\Sigma}_k$ 表示基站到用户 k 的路径响应矩阵. 由于用户设备仅配置单天线, 其接收端场响应向量可等效为全 1 向量. 进一步, 由于 RIS 单元位置与用户位置均固定, RIS 到用户 k 的信道可直接表示为 $\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\in\mathbb{C}^{1\times L}$.

ISAC 网络中波束赋形设计通常依赖于精确的 CSI. 虽然现有信道估计算法可获得较为准确的 CSI [28, 29], 但其中所包含的高精度信道幅度与相位信息, 使完整的 CSI 反馈往往产生大量反馈开销. 因此, 遵循 3GPP 标准中的定义 [30, 31], 为保障业务的低时延需求, 通常将信道估计所获的 CSI 向量进行量化, 并将其反馈给发射端. 对于 RIS 辅助系统, 上述问题更为突出, 其原因在于反射链路的级联信道具有较高维度, RIS 本身缺乏有源收发模块, 且信道估计误差难以避免. 基于此, 本文采用有界 CSI 误差模型刻画信道不确定性. 直达链路与反射链路的信道模型分别表示为

$$\mathbf{h}_{d,k}=\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\Delta\mathbf{h}_{d,k},\quad\forall k, \tag{3a}$$

$$\mathbf{F}_{r,k}=\hat{\mathbf{F}}_{r,k}+\Delta\mathbf{F}_{r,k},\quad\forall k, \tag{3b}$$

其中 $\hat{\mathbf{h}}_{d,k}$ 和 $\hat{\mathbf{F}}_{r,k}$ 分别表示接收到的信道向量量化反馈值, $\Delta\mathbf{h}_{d,k}$ 和 $\Delta\mathbf{F}_{r,k}$ 分别表示对应的量化误差. 量化精度可根据业务时延和通信资源进行调整, 因此该误差通常是可控且有界的. 为此, 本文引入不确定半径以表征 CSI 量化误差, 即通过对误差范数施加上界约束来刻画量化偏差的范围. 因此, 信道有界误差可建模为

$$\begin{aligned}\mathcal{H}_{d,k}&=\left\{\Delta\mathbf{h}_{d,k}\in\mathbb{C}^{N\times1}:\|\Delta\mathbf{h}_{d,k}\|_2\leqslant\varepsilon_{d,k}\right\},\quad\forall k,\\ \mathcal{H}_{r,k}&=\left\{\Delta\mathbf{F}_{r,k}\in\mathbb{C}^{L\times N}:\|\Delta\mathbf{F}_{r,k}\|_F\leqslant\varepsilon_{R,k}\right\},\quad\forall k.\end{aligned} \tag{4}$$

该有界 CSI 误差模型常用于刻画 CSI 量化反馈过程中引入的误差, 即实际估计误差被限制在某一有界闭集之内, 因此尤其适用于最坏情形下的鲁棒优化设计. 对于感知链路, 本文采用有界误差模型对目标角度估计误差进行刻画, 其误差范围可表示为

$$\begin{aligned}\Phi_\vartheta&\triangleq[\vartheta-\Delta\vartheta,\vartheta+\Delta\vartheta],\\ \Phi_\varphi&\triangleq[\varphi-\Delta\varphi,\varphi+\Delta\varphi],\end{aligned} \tag{5}$$

其中 $\Delta\vartheta$ 和 $\Delta\varphi$ 分别表示俯仰角与方位角的估计误差范围. 基于上述通信与感知链路的不确定性建模, 可进一步构造相应的鲁棒优化问题.

2.4　问题描述

基于上述系统模型, 本文采用分时标配置的方式, 基于 CSI 的稳态特性, 在业务传输前或相邻配置周期之间对 MA 位置、发射波束和 RIS 相位进行调整, 并开展有限码长数据传输. 因此, 本文有限码长模型所描述的业务时延主要聚焦于 MA 位置、波束和 RIS 相位配置完成后的空口传输时延, MA 不会在每个短数据包传输过程中移动. 本文旨在利用带误差的 CSI 和感知角度反馈, 通过联合优化基站发射波束、RIS 反射相移及可移动天线位置, 在保障感知性能需求的同时最大化所有用户的最小传输速率. 对应的优化问题可建模为

$$(\mathrm{OP}):\max_{\mathbf{W},\boldsymbol{\theta},\mathbf{d}}\quad\min_k R_k \tag{6a}$$

$$\text{s.t.}\quad \gamma_s \geqslant \Gamma_s, \tag{6b}$$

$$\sum_{k\in K} \|\mathbf{w}_k\|_2^2 \leqslant P, \tag{6c}$$

$$\left|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_l}\right| = 1, \quad \forall l \in L, \tag{6d}$$

$$\|\mathbf{d}_n - \mathbf{d}_{\hat{n}}\|_2 \geqslant D_{\min}, \quad n \neq \hat{n}, \tag{6e}$$

$$\forall \Delta\mathbf{h}_{d,k}(\mathbf{d}) \in \mathcal{H}_{d,k}, \quad \forall \Delta\mathbf{F}_{r,k}(\mathbf{d}) \in \mathcal{F}_{r,k}, \quad \forall k \in K, \tag{6f}$$

其中式 (6b) 表示感知性能约束, 式 (6c) 表示基站发射功率约束, 式 (6d) 表示 RIS 反射系数的单位模约束, P 表示基站的最大发射功率. 为便于后续求解, 引入辅助变量 $r > 0$, 则优化问题 (OP) 可等价改写为

$$(\text{P1}):\ \max_{\mathbf{W},\boldsymbol{\theta},\mathbf{d},r}\quad r \tag{7a}$$

$$\text{s.t.}\quad R_k \geqslant r, \quad \forall k \in K, \tag{7b}$$

$$(6\text{b}), (6\text{c}), (6\text{d}), (6\text{e}), (6\text{f}). \tag{7c}$$

然而, 对问题 (P1) 进行求解仍面临以下挑战. 首先, 相较于基于香农定理的无线传输设计场景, 有限码长传输下用户传输速率 R_k 的表达形式更为复杂, 增加了数学处理难度. 其次, CSI 不确定性导致问题 (P1) 中约束为无穷个. 进而, 由式 (3) 可知, CSI 和感知角度随天线位置 $\mathbf{d}$ 的调整而变化, 加剧了问题的求解复杂度. 最后, 变量 $\mathbf{W}$、$\boldsymbol{\theta}$ 与 $\mathbf{d}$ 均耦合于信噪比 γ_k 中, 结合约束式 (6d), 导致问题 (P1) 属于非凸优化问题. 针对上述挑战, 本文采用连续凸近似 (successive convex approximation, SCA) [32]、泰勒展开技术, S 过程和交替优化 (alternating optimization, AO) [33] 等方法, 提出一种鲁棒联合波束赋形与天线位置优化方法.

3　鲁棒联合波束赋形与天线位置优化方法设计

针对 CSI 不确定性导致约束式 (7b) 无显式数学表达、FBL 下传输速率 R_k 的表达形式复杂的问题, 本文采用 S 过程和 SCA 方法, 将其转化为易于求解的形式. 具体而言, FBL 传输下传输速率与信噪比 γ 呈单调关系, 即传输速率随着 γ 增大而增大, 故引入辅助变量 $\boldsymbol{v}_d = [v_{d,1}, \ldots, v_{d,K}]$, 则约束式 (7b) 可等价表示为

$$\gamma_k \geqslant v_{d,k}, \tag{8a}$$

$$R(v_{d,k}) \geqslant r. \tag{8b}$$

针对约束式 (8b), 基于传输速率定义式 (1), 可计算得 $R(v_{d,k})$ 关于 $v_{d,k}$ 的二阶导

$$\frac{\partial^2 R_k}{\partial (v_{d,k})^2} = -\frac{1}{(1+v_{d,k})^2 \ln 2} + \frac{Q^{-1}(\varepsilon_k)}{\sqrt{m_k}} \left[\frac{2}{(1+v_{d,k})^3 \sqrt{v_{d,k}(v_{d,k}+2)}} + \frac{1}{(1+v_{d,k})\big(v_{d,k}(v_{d,k}+2)\big)^{3/2}} \right]. \tag{9}$$

基于上式可知, 当辅助变量 $v_{d,k}$ 满足 $\frac{Q^{-1}(\varepsilon_k)}{\sqrt{m}} \frac{3(1+v_{d,k})^2-2}{(1+v_{d,k})[v_{d,k}(v_{d,k}+2)]^{3/2}} \leqslant 1$ 时, 有 $\frac{\partial^2 R_k}{\partial (v_{d,k})^2} < 0$, 即 R_k 关于 $v_{d,k}$ 为凹函数. 根据协议 3GPP TR 38.913, URLLC 场景下大小为 32 比特的数据包在 1 ms 内需以不低于 $1 - 10^{-5}$ 的成功概率完成传输 [34]. 同时, 参考协议 3GPP TS 38.214 [35], 以调制为 16QAM、资源块数目为 4、符号数目为 4 为例, 此时对应的传输码长为 192. 基于式 (9) 可知, $\varepsilon_k = 10^{-5}$、传输码长为 $m = 192$ 时, 辅助变量若满足 $v_{d,k} \geqslant 0.3679$, 则 $R_k(v_{d,k})$ 关于 $v_{d,k}$ 为凹函数. 此时, 约束式 (8b) 为凸约束.

另一方面, CSI 不确定性将导致约束式 (8a) 中呈现无穷种可能性. 为此, 本文采用 SCA 方法对 γ_k 中的二次项 $|\mathbf{H}_k\mathbf{w}_k|^2$ 构造下界. 具体地, 令 a 为复标量, 则在给定展开点 $a^{(i)}$ 处有 $|a|^2 \geqslant a^{(i),\mathrm{H}}a + a^{\mathrm{H}}a^{(i)} - a^{(i),\mathrm{H}}a^{(i)}$, 其中 $(\cdot)^*$ 表示共轭运算. 令 $a = \big(\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\theta}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k$, 则可得到 $|\mathbf{H}_k\mathbf{w}_k|^2$ 的下界

$$\begin{aligned} |\mathbf{H}_k\mathbf{w}_k|^2 \geqslant{}& \big(\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\mathbf{F}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\big(\mathbf{h}_{d,k} + \mathbf{F}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\theta}\big) + \big(\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\theta}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}\big(\mathbf{h}_{d,k} + \mathbf{F}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\theta}^{(i)}\big) \\ &- \big(\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\mathbf{F}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}\big(\mathbf{h}_{d,k} + \mathbf{F}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\theta}^{(i)}\big). \end{aligned} \tag{10}$$

将式 (3) 中的信道表达式代入式 (10) 中的第一项, 可得

$$\begin{aligned}
&\big((\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\Delta\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}})+\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}(\hat{\mathbf{F}}_{r,k}+\Delta\mathbf{F}_{r,k})\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\big((\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\Delta\mathbf{h}_{d,k})+(\hat{\mathbf{F}}_{r,k}+\Delta\mathbf{F}_{r,k})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\theta}\big)\\
=\ &\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\hat{\mathbf{F}}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\theta}\big)+\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\Delta\mathbf{h}_{d,k}\\
&+\ \Delta\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\hat{\mathbf{F}}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\theta}\big)+\Delta\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\Delta\mathbf{h}_{d,k}+\mathrm{vec}^{\mathrm{H}}(\Delta\mathbf{F}_{r,k})\,\mathrm{vec}\Big(\boldsymbol{\theta}\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\Big)\\
&+\ \mathrm{vec}^{\mathrm{H}}\Big(\boldsymbol{\theta}^{(i)}\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\theta}^{\mathrm{H}}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}\Big)\mathrm{vec}(\Delta\mathbf{F}_{r,k})+\Delta\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{T}}\big(\mathbf{w}_k^{*}\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\big)\mathrm{vec}(\Delta\mathbf{F}_{r,k})\\
&+\ \mathrm{vec}^{\mathrm{H}}(\Delta\mathbf{F}_{r,k})\big(\mathbf{w}_k^{*}\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{\theta}\big)\Delta\mathbf{h}_{d,k}+\mathrm{vec}^{\mathrm{H}}(\Delta\mathbf{F}_{r,k})\big(\mathbf{w}_k^{*}\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\big)\mathrm{vec}(\Delta\mathbf{F}_{r,k}).
\end{aligned}\tag{11}$$

与此相似, 对式 (10) 中的第 2 和 3 项进行近似, 并结合式 (11), 可将 $|\mathbf{H}_k\mathbf{w}_k|^2$ 的下界函数进一步写成如下二次型形式:

$$|\mathbf{H}_k\mathbf{w}_k|^2\geqslant\mathbf{z}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{T}_k\mathbf{z}_k+2\Re\{\mathbf{t}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{z}_k\}+t_k,\tag{12}$$

其中 $\mathbf{T}_k=\mathbf{U}_k+\mathbf{U}_k^{\mathrm{H}}-\mathbf{V}_k,\ \mathbf{t}_k=\mathbf{u}_k+\mathbf{u}_k^{\mathrm{H}}-\mathbf{v}_k,\ t_k=2\,\Re\{u_k\}-v_k,\ \mathbf{z}_k=\Big[\Delta\mathbf{h}_{d,k};\mathrm{vec}(\Delta\mathbf{F}_{r,k})\Big]^{\mathrm{H}}$,

$$\begin{aligned}
\mathbf{U}_k\ &=\ \Big[\mathbf{w}_k^{(i)};\mathbf{w}_k^{(i)}\otimes\boldsymbol{\theta}^{(i),*}\Big]\Big[\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\ \ \mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\otimes\boldsymbol{\theta}^{\mathrm{T}}\Big],\mathbf{V}_k\ =\ \Big[\mathbf{w}_k^{(i)};\mathbf{w}_i^{(i)}\otimes\boldsymbol{\theta}^{(i),*}\Big]\Big[\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}\ \ \mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}\otimes\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{T}}\Big],\\
\mathbf{u}_k\ &=\ \Big[\mathbf{w}_k\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\boldsymbol{\theta}^{(i)}\hat{\mathbf{F}}_{r,k});\quad\mathrm{vec}^{*}\Big(\boldsymbol{\theta}\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\Big)\Big],\\
\mathbf{v}_k\ &=\ \Big[\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\boldsymbol{\theta}^{(i)}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}^{\mathrm{H}});\quad\mathrm{vec}^{*}\Big(\boldsymbol{\theta}^{(i)}\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}\Big)\Big],\\
u_k\ &=\ \big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\hat{\mathbf{F}}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\theta}\big),v_k\ =\ \big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\theta}^{(i),\mathrm{H}}\hat{\mathbf{F}}_{r,k}\big)\mathbf{w}_k^{(i)}\mathbf{w}_k^{(i),\mathrm{H}}\big(\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\hat{\mathbf{F}}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\theta}^{(i)}\big).
\end{aligned}\tag{13}$$

据此, 约束式 (8a) 可近似为 $\mathbf{z}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{T}_k\mathbf{z}_k+2\Re\{\mathbf{t}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{z}_k\}+t_k\geqslant v_{d,k}$. 随后, 引入 S 过程 [36], 旨在将不确定性无穷约束转化为有限个 LMI 约束.

引理1 (S 过程)　对于任意厄米特 (Hermitian) 矩阵 $\mathbf{U}_i$、向量 $\mathbf{v}_i$ 以及标量 c_i, 其中 $i=1,\ldots,I$, 定义关于变量 $\mathbf{x}$ 的二次函数为

$$f_i(\mathbf{x})\triangleq\mathbf{x}^{\mathrm{H}}\mathbf{U}_i\mathbf{x}+2\Re\{\mathbf{v}_i^{\mathrm{H}}\mathbf{x}\}+c_i,\tag{14}$$

则条件 $f_0(\mathbf{x})\geqslant0\Rightarrow f_i(\mathbf{x})\geqslant0,\ i=1,\ldots,I$ 成立, 当且仅当存在 $n_i\geqslant0,\ i=0,\ldots,I$, 使得

$$\begin{bmatrix}\mathbf{T}_0&\mathbf{t}_0\\ \mathbf{t}_0^{\mathrm{H}}&t_0\end{bmatrix}-\sum_{i=0}^{I}n_i\begin{bmatrix}\mathbf{T}_i&\mathbf{t}_i\\ \mathbf{t}_i^{\mathrm{H}}&t_i\end{bmatrix}\succeq\mathbf{0}.\tag{15}$$

为使用引理 1, 首先将信道有界误差式 (4) 改写为如下矩阵约束形式:

$$\mathbf{z}_k^{\mathrm{H}}\begin{bmatrix}\mathbf{I}_N&\mathbf{0}\\ \mathbf{0}&0\end{bmatrix}\mathbf{z}_k-\epsilon_{d,k}^2\leqslant0,\quad\mathbf{z}_k^{\mathrm{H}}\begin{bmatrix}\mathbf{0}&\mathbf{0}\\ \mathbf{0}&\mathbf{I}_{NL}\end{bmatrix}\mathbf{z}_k-\epsilon_{R,k}^2\leqslant0.\tag{16}$$

进一步引入辅助变量 $\boldsymbol{\varpi}_d=[\varpi_{d,1},\ldots,\varpi_{d,K}]>0$ 与 $\boldsymbol{\varpi}_r=[\varpi_{r,1},\ldots,\varpi_{r,K}]>0$, 基于引理 1, 约束式 (8a) 可转化为如下 LMI 约束:

$$\begin{bmatrix}\mathbf{T}_k+\begin{bmatrix}\varpi_{d,k}\mathbf{I}_N&\mathbf{0}\\ \mathbf{0}&\varpi_{r,k}\mathbf{I}_{NL}\end{bmatrix}&\mathbf{t}_k\\ \mathbf{t}_k^{\mathrm{H}}&\bar{t}_k\end{bmatrix}\succeq\mathbf{0},\qquad\forall k\in\mathcal{K},\tag{17}$$

其中 $\bar{t}_k=t_k-v_{n,k}-\varpi_{d,k}\epsilon_{d,k}^2-\varpi_{r,k}\epsilon_{R,k}^2$.

针对约束式 (6b), 鉴于目标角度误差式 (5) 使其存在无穷多个可能情况, 因而该约束存在无穷多个. 针对该问题, 受文献 [37] 启示, 本文将连续角度离散化为有限个采样点. 据此, 本文将角度估计误差区域 Φ_ϑ 和 Φ_φ 分

别离散为包含 U_1 和 U_2 个角度采样点的有限集合, 即 $\Phi'_\vartheta \triangleq \{\vartheta_1, \vartheta_2, \ldots, \vartheta_{U_1}\}$ 和 $\Phi'_\varphi \triangleq \{\varphi_1, \varphi_2, \ldots, \varphi_{U_2}\}$. 因此, 约束式 (6b) 可表示为

$$\sum_{k=1}^{K} \mathrm{Tr}\left(\mathbf{A}(\vartheta, \varphi)\mathbf{w}_k\right) \geqslant \Gamma_s,\ \vartheta \in \tilde{\Phi}'_\vartheta,\ \varphi \in \tilde{\Phi}'_\varphi. \tag{18}$$

将式 (18) 和 (17) 代入至优化问题 (P1) 中, 可将其改写为如下形式:

$$\text{(P2)}: \max_{\mathbf{W}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{d}, r} \quad r \tag{19a}$$

$$\text{s.t.} \quad (18), (8b), (17), (6c), (6d), (6e), \tag{19b}$$

其中 $\Omega = \{r, \boldsymbol{x}^{(1)}, \boldsymbol{x}^{(2)}, \boldsymbol{x}^{(3)}, \boldsymbol{v}_d, \boldsymbol{v}_n, \boldsymbol{\varpi}_d, \boldsymbol{\varpi}_r, \boldsymbol{\varrho}\}$ 表示辅助变量集合. 此时, 原问题中的非线性约束已成功转化为 LMI 约束. 然而, 优化变量 $\mathbf{W}$、$\mathbf{d}$ 与 $\boldsymbol{\Theta}$ 耦合于 γ_k 中, 以及 RIS 相位的恒模约束, 使优化问题 (P2) 仍为非凸问题. 为此, 本文通过交替迭代的形式对 $\mathbf{W}$、$\mathbf{d}$ 与 $\boldsymbol{\Theta}$ 进行优化设计, 直至算法收敛.

3.1　发射波束赋形与辅助变量优化

固定 $\boldsymbol{\theta}$ 和 $\mathbf{d}$, 对发射波束矩阵 $\mathbf{W}$ 及辅助变量进行优化设计. 相应优化子问题可表示为

$$\text{(P-A)}: \max_{\mathbf{W}, \Omega} \quad r \tag{20a}$$

$$\text{s.t.} \quad (18), (8b), (17), (6c). \tag{20b}$$

优化问题 (P-A) 中的目标函数和约束条件关于优化变量均为 LMI 约束或仿射, 因此该问题可属于半正定规划问题, 可借助内点法或 CVX 等凸优化工具高效求解 [38].

3.2　RIS 相位与辅助变量优化

固定 $\mathbf{W}$ 和 $\mathbf{d}$ 的条件下, 进一步考虑 RIS 相位矩阵 $\boldsymbol{\theta}$ 及相关辅助变量的优化. 对应子问题可表示为

$$\text{(P-B)}: \max_{\boldsymbol{\theta}, \Omega} \quad r \tag{21a}$$

$$\text{s.t.} \quad (8b), (17), (6d). \tag{21b}$$

优化问题 (P-B) 中, RIS 相位的恒模约束使其仍为非凸问题. 虽然该问题可通过二分搜索求解, 但该方法计算复杂度高, 难以应用于大规模天线的低时延 ISAC 场景. 针对该问题, 本文采用 PCCP 方法 [39] 对优化问题进行近似. 具体而言, 引入辅助变量 $\boldsymbol{\varsigma} = [\varsigma_1, \ldots, \varsigma_L]$, 其中每个元素满足 $\varsigma_l = |\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_l}|^*|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_l}|$. 据此, 非凸约束式 (6d) 可等效表征为 $\varsigma_l \leqslant |\mathrm{e}^{(\mathrm{j}\theta_l)}|^*|\mathrm{e}^{(\mathrm{j}\theta_l)}| \leqslant \varsigma_l$. 进而, 可对非凸部分 $\varsigma_l \leqslant \left|\mathrm{e}^{(\mathrm{j}\theta_l)}\right|^* \left|\mathrm{e}^{(\mathrm{j}\theta_l)}\right|$ 在点 $\theta_l^{(\iota)}$ 处进行线性近似以构建其凸上界, 表示为 $\varsigma_l \leqslant 2\mathfrak{Re}\{|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_n}|^*|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_n^{(\iota)}}| - |\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_n^{(\iota)}}|^*|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\hat{\theta}_n^{(\iota)}}|\}$. 最后, 引入松弛变量 $\boldsymbol{\xi} = [\xi_1, \ldots, \xi_L]$ 与 $\hat{\boldsymbol{\xi}} = [\hat{\xi}_1, \ldots, \hat{\xi}_L]$, 优化问题 (P-B) 可转化为

$$\max_{\boldsymbol{\Theta}, \Omega, \boldsymbol{\xi}, \hat{\boldsymbol{\xi}}, \boldsymbol{\varsigma}} \quad r - \kappa E \tag{22a}$$

$$\text{s.t.} \quad (8b), (17), \tag{22b}$$

$$\left|\mathrm{e}^{(\mathrm{j}\theta_l)}\right|^* \left|\mathrm{e}^{(\mathrm{j}\theta_l)}\right| \leqslant \varsigma_l + \xi_l, \tag{22c}$$

$$\varsigma_l - \hat{\xi}_l \leqslant 2\mathfrak{Re}\left\{\left|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_n}\right|^* \left|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_n^{(\iota)}}\right|\right\} - \left|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_n^{(\iota)}}\right|^* \left|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\hat{\theta}_n^{(\iota)}}\right|, \tag{22d}$$

其中 κ 为惩罚因子, $E = \sum_{l \in \mathcal{L}} \kappa\xi_l + \bar{\xi}_l$ 为惩罚项. 至此, 优化问题式 (22) 为半正定规划问题, 可利用 CVX 进行直接求解.

3.3　MA 位置优化

固定发射波束矩阵 $\mathbf{W}$ 和 RIS 相移矩阵 $\boldsymbol{\theta}$, 天线位置子优化问题可表示为

$$\text{(P-C)}: \max_{\mathbf{d},\Omega} \quad r \tag{23a}$$

$$\text{s.t.} \quad \text{(6b)}, \text{(8a)}, \text{(8b)}, \text{(6e)}. \tag{23b}$$

与波束优化和 RIS 相位设计过程相似, 约束条件式 (8b) 与天线位置无关, 且关于辅助变量为凸约束, 故本小节将对约束式 (18)、(8a) 与 (6e) 进行针对性处理. 首先, 针对约束式 (18), 基于文献 [27] 中的引理 2, 通过二阶泰勒近似以构建该约束的凸下界函数. 具体而言, 令 $\mathbf{d}^{(i)}$ 表示第 i 次迭代时的位置, 在该点利用二阶泰勒近似构建感知信噪比 $\gamma_s(\mathbf{d},\vartheta,\varphi)$ 的下界函数, 表示为

$$\gamma_s(\mathbf{d},\vartheta,\varphi) \geqslant \gamma_s(\mathbf{d}^{(i)},\vartheta,\varphi) + \nabla\gamma_s(\mathbf{d}^{(i)},\vartheta,\varphi)\left(\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)}\right)^{\mathrm{T}} - \frac{\mu_s}{2}\left(\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)}\right)^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)}\right), \tag{24}$$

其中 $\nabla\gamma_s(\mathbf{d},\vartheta,\varphi)$ 表示函数 $\gamma_s(\mathbf{d},\vartheta,\varphi)$ 关于变量 $\mathbf{d}$ 的梯度向量, 参数 μ_s 用于保障近似函数在定义域内是原函数的全局下界, 参考文献 [27] 中附录 C 中内容, 其取值需满足 $\mu_s \geqslant \left\|\nabla^2_{\mathbf{d}}\gamma_s\left(\mathbf{d},\vartheta,\varphi\right)\right\|_2$ 以保障二阶泰勒展开所构建的为全局下界函数.

与此相似, 针对约束式 (8a), 代入 $\mathbf{G}=\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{P}$, 则可将其改写为

$$f_k(\mathbf{d}) \triangleq \underbrace{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\mathbf{W}_k\mathbf{P}^{\mathrm{H}}\mathbf{a}_k}_{\triangleq f_k^{RR}} + \underbrace{\Re\mathfrak{e}\{2\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k}\}}_{\triangleq f_k^{RD}} + \underbrace{\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k}}_{\triangleq f_k^{DD}} \geqslant \sigma^2 v_{d,k}, \tag{25}$$

其中 $\mathbf{W}_k=\mathbf{w}_k\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\in\mathbb{C}^{N\times N}$, $\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}=\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Sigma}\in\mathbb{C}^{1\times J_t}$. 由于 $f_k(\mathbf{d})$ 关于 MA 位置 $\mathbf{d}$ 既非凸也非凹, 故采用二阶泰勒近似以构造其易于处理的下界函数, 表示为

$$f_k(\mathbf{d}) \geqslant f_k(\mathbf{d}^{(i)}) + \nabla f_k(\mathbf{d}^{(i)})^{\mathrm{T}}(\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)}) - \frac{\delta_k}{2}(\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)})^{\mathrm{T}}(\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)}) \triangleq \tilde{f}_k(\mathbf{d}), \tag{26}$$

其中 $\nabla f_k(\mathbf{d})$ 和 $\nabla^2 f_k(\mathbf{d})$ 分别表示关于 $\mathbf{d}$ 的梯度和海森矩阵, $\delta_k>0$ 则用于满足 $\delta_k \geqslant \sup_{\mathbf{d}\in\mathcal{D}}\left\|\nabla^2_{\mathbf{d}}f(\mathbf{d})\right\|_2$. 然而, 式 (26) 中 CSI 的不确定性仍使其为非凸约束. 因此, 为消除 CSI 不确定性的影响, 需将下界函数 $f_k(\mathbf{d})$ 表示为二次型以通过引理 1 将其转化为 LMI 约束. 为此, 上式中偏导数可基于下式计算

$$\frac{\partial f_k^{DD}}{\partial x_n} = \frac{2\pi\mathrm{j}}{\lambda}\left[\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^x - (\mathbf{n}_k^x)^*\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k}\right] \overset{\text{(a)}}{=} -\frac{4\pi}{\lambda}\Im\left\{\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^x\right\}, \tag{27}$$

其中步骤 (a) 是利用了 $\Im\{z\}=\frac{1}{2\mathrm{j}}(z-z^*)$, $\mathbf{E}_n$ 表示第 n 个对角元素为 1、其余对角元素均为 0 的对角矩阵, 以及 $\mathbf{n}_k^x=\left[n_{k,1}^x,\ldots,n_{k,N}^x\right]\in\mathbb{C}^{N\times 1}$, 其中 $n_{k,n}^x=\sum_{u=1}^{J_k^t}a_{d,k,u}\,\Phi_{\mathrm{D}}^x(u)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\rho_{k,u}(\mathbf{d}_n)}$. 类似地, $\frac{\partial f_k^{RD}}{\partial x_n}$ 与 $\frac{\partial f_k^{RR}}{\partial x_n}$ 可通过如下公式计算获得

$$\frac{\partial f_k^{RD}}{\partial x_n} = \frac{4\pi\mathrm{j}}{\lambda}\Re\left\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_R^x\mathbf{P}\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k} + \mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^{(x)}\right\} \overset{\text{(b)}}{=} -\frac{4\pi}{\lambda}\Im\left\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_R^x\mathbf{P}\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k} + \mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^{(x)}\right\}, \tag{28}$$

其中步骤 (b) 是利用了 $\Re\{\mathrm{j}z\}=-\Im\{z\}$ 和 $\mathbf{D}_R^x=\mathrm{diag}(\boldsymbol{\Phi}_R^x)$. 因此, $\frac{\partial f_k(\mathbf{d})}{\partial x_n}$ 可进一步表示为如下形式:

$$\frac{\partial f_k}{\partial x_n} = -\frac{4\pi}{\lambda}\Im\left\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_R^x\mathbf{P}\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{P}^{\mathrm{H}}\mathbf{a}_k + \mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_R^x\mathbf{P}\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k} + \mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^x + \mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^x\right\}. \tag{29}$$

与上述流程相似, f_k 关于 y 的一阶导数可表示为

$$\frac{\partial f_k}{\partial y_n} = -\frac{4\pi}{\lambda}\Im\left\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_R^y\mathbf{P}\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{P}^{\mathrm{H}}\mathbf{a}_k + \mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_R^y\mathbf{P}\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k} + \mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^y + \mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^y\right\}, \tag{30}$$

其中 $\mathbf{D}_R{}^y=\mathrm{diag}(\boldsymbol{\Phi}_R^y)$, $\mathbf{n}_k^y=[n_{k,1}^y,\ldots,n_{k,N}^y]\in\mathbb{C}^N$, $n_{k,n}^y=\sum_{u=1}^{J_k^t}a_{d,k,u}\Phi_{\mathrm{D}}^y(u)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\rho_{k,u}(\mathbf{d}_n)}$. 为便于表示, 令 $\mathbf{A}_{k,n}^{\bar{\psi}}\triangleq-\frac{4\pi}{\lambda}\Im\{\mathbf{D}_R^{\psi}\mathbf{P}\,\mathbf{E}_n\,\mathbf{W}_k\,\mathbf{P}^{\mathrm{H}}\}\in\mathbb{C}^{J^t\times J^t}$ 和 $\mathbf{B}_{k,n}^{\bar{\psi}}\triangleq\frac{\mathrm{j}2\pi}{\lambda}\mathbf{D}_R^{\bar{\psi}}\mathbf{P}\,\mathbf{E}_n\,\mathbf{W}_k\in\mathbb{C}^{J^t\times N}$, 其中 $\bar{\psi}\in\{x,y\}$. 则有

$-\frac{4\pi}{\lambda}\Im\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_R^{\bar{\psi}}\mathbf{P}\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{P}^{\mathrm{H}}\mathbf{a}_k\}=\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{A}_{k,n}^{\bar{\psi}}\mathbf{a}_k$ 和 $-\frac{4\pi}{\lambda}\Im\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_R^{\bar{\psi}}\mathbf{P}_k\mathbf{E}_n\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k}\}=2\Re\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{B}_{k,n}^{\bar{\psi}}\mathbf{h}_{d,k}\}$. 可表示为 $\nabla f_k(\tilde{\mathbf{d}})^{\mathrm{T}}(\tilde{\mathbf{d}}-\tilde{\mathbf{d}}^{(i)})=\sum_{n=1}^{N}\Delta x_n\frac{\partial f_k}{\partial x_n}+\Delta y_n\frac{\partial f_k}{\partial y_n}$, 其中 $\Delta x_n=x_n-x_n^{(i)}$ 和 $\Delta y_n=y_n-y_n^{(i)}$. 因此, 结合式 (29) 和 (30), 一阶展开项可进一步改写为如下二次型:

$$\nabla f_k(\tilde{\mathbf{d}})^{\mathrm{T}}(\tilde{\mathbf{d}}-\tilde{\mathbf{d}}^{(i)})=\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\,\tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k\,\mathbf{a}_k+2\Re\left\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\,\tilde{\boldsymbol{\Gamma}}_k\,\mathbf{h}_{d,k}\right\}-\tilde{\Lambda}_k,\tag{31}$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k\triangleq\sum_{n=1}^{N}\left(\Delta x_n\,\mathbf{A}_{k,n}^{x}+\Delta y_n\,\mathbf{A}_{k,n}^{y}\right)$, $\tilde{\boldsymbol{\Gamma}}_k\triangleq\sum_{n=1}^{N}\left(\Delta x_n\,\mathbf{B}_{k,n}^{x}+\Delta y_n\,\mathbf{B}_{k,n}^{y}\right)$. 上式中, 常数项 $\tilde{\Lambda}_k$ 表示为

$$\widetilde{\Lambda}_k\triangleq\frac{4\pi}{\lambda}\sum_{n=1}^{N}\left[\Im\left\{\left(\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\right)\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^{x}\right\}\Delta x_n+\Im\left\{\left(\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}+\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\right)\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\mathbf{n}_k^{y}\right\}\Delta y_n\right].\tag{32}$$

为将其转化为易于处理的数学表达形式, 令 $\breve{\mathbf{A}}=\boldsymbol{\Theta}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{P}$ 与 $\bar{\mathbf{W}}_k=\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n$. 根据 $\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}=\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\breve{\mathbf{A}}$, 并结合 CSI 不确定性模型 $\mathbf{h}_{d,k}=\hat{\mathbf{h}}_{d,k}+\Delta\mathbf{h}_{d,k}$ 和 $\mathbf{h}_{r,k}=\hat{\mathbf{h}}_{r,k}+\Delta\mathbf{h}_{r,k}$ 分别定义估计等效信道 $\mathbf{h}_{\mathrm{eq},k}\triangleq\mathbf{h}_{d,k}+\breve{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_{r,k}\in\mathbb{C}^{N\times1}$ 和等效信道误差 $\Delta\mathbf{h}_{\mathrm{eq},k}\triangleq\Delta\mathbf{h}_{d,k}+\breve{\mathbf{A}}^{\mathrm{H}}\Delta\mathbf{h}_{r,k}\in\mathbb{C}^{N\times1}$, 则常数项 $\tilde{\Lambda}_k$ 可进一步改写为

$$\widetilde{\Lambda}_k=\frac{4\pi}{\lambda}\sum_{n=1}^{N}\left[\Im\left\{q_{k,n}^{x}\right\}\Delta x_n+\Im\left\{q_{k,n}^{y}\right\}\Delta y_n\right],\tag{33}$$

其中 $q_{k,n}^{\bar{\psi}}\triangleq(\widehat{\mathbf{h}}_{\mathrm{eq},k}+\Delta\mathbf{h}_{\mathrm{eq},k})^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\boldsymbol{n}_k^{\bar{\psi}}\in\mathbb{C}$. 考虑到非完美 CSI 反馈场景条件下, $\mathbf{n}_k^{x}$ 中 $a_{d,k}$ 的精确值无法获取. 为此, 本文通过对 $a_{d,k}$ 构造上界函数以消除 CSI 不确定性的影响. 具体而言, 当 $J_k^t\leqslant N$ 且 $\mathbf{P}_k$ 满行秩时, 其伪逆为 $\mathbf{P}_k^{\dagger}=\mathbf{P}_k^{\mathrm{H}}(\mathbf{P}_k\mathbf{P}_k^{\mathrm{H}})^{-1}\in\mathbb{C}^{N\times J_k^t}$, 并满足 $\mathbf{P}_k\mathbf{P}_k^{\dagger}=\mathbf{I}_{J_k^t}$. 令 $\mathbf{P}_{k,u}^{\dagger}\triangleq[\mathbf{P}_k^{\dagger}]_{:,u}\in\mathbb{C}^{N\times1}$ 表示矩阵 $\mathbf{P}_k$ 的第 u 列, 由 $\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{a}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{P}_k$ 可得 $a_{d,k,u}^{*}=\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{p}_{k,u}^{\dagger}$. 基于柯西 – 施瓦茨不等式, 可得 $a_{d,k,u}$ 的上界函数 $|a_{d,k,u}|=|(\widehat{\mathbf{h}}_{d,k}+\Delta\mathbf{h}_{d,k})^{\mathrm{H}}\mathbf{p}_{k,u}^{\dagger(i)}|\leqslant|\widehat{\mathbf{h}}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{p}_{k,u}^{\dagger(i)}|+\varepsilon_{d,k}\|\mathbf{p}_{k,u}^{\dagger(i)}\|_2\triangleq\widetilde{a}_{d,k,u}$. 由于复指数项的模值为 1, 可推导得 $|n_{k,n}^{\psi}|\leqslant\sum_{u=1}^{J_k^t}|a_{d,k,u}||\Phi_{\mathrm{D}}^{\bar{\psi}}(u)|\leqslant\sum_{u=1}^{J_k^t}\widetilde{a}_{d,k,u}|\Phi_{\mathrm{D}}^{\bar{\psi}}(u)|\triangleq\bar{n}_k^{\bar{\psi}}$. 进一步, 令 $\mathbf{e}_n\in\mathbb{R}^{N\times1}$ 表示第 n 个标准基向量, 并定义 $\boldsymbol{s}_{k,n}\triangleq\mathbf{W}_k\mathbf{e}_n=\mathbf{W}_k(:,n)\in\mathbb{C}^{N\times1}$. 由于 $\mathbf{E}_n=\mathbf{e}_n\mathbf{e}_n^{\mathrm{T}}$, 有 $\mathbf{W}_k\mathbf{E}_n\boldsymbol{n}_k^{\psi}=n_{k,n}^{\psi}\boldsymbol{s}_{k,n}$. 因此, $q_{k,n}^{\psi}$ 可表示为

$$q_{k,n}^{\psi}=n_{k,n}^{\psi}\left[\widehat{\mathbf{h}}_{\mathrm{eq},k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_{k,n}+\Delta\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_{k,n}+\Delta\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\breve{\mathbf{A}}\boldsymbol{s}_{k,n}\right].\tag{34}$$

进一步, 基于三角不等式和柯西 – 施瓦茨不等式, 可得

$$\left|\mathrm{Im}\left\{q_{k,n}^{\psi}\right\}\right|\leqslant\left|q_{k,n}^{\psi}\right|\leqslant\bar{n}_k^{\psi}\left(\left|\widehat{\mathbf{h}}_{\mathrm{eq},k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_{k,n}\right|+\varepsilon_{d,k}\left\|\boldsymbol{s}_{k,n}\right\|_2+\varepsilon_{r,k}\left\|\breve{\mathbf{A}}\boldsymbol{s}_{k,n}\right\|_2\right)\triangleq\chi_{k,n}^{\psi}.\tag{35}$$

由于 Δx_n 和 Δy_n 均可能取正值或负值, 若直接将其与 $\chi_{k,n}^{\psi}$ 相乘, 乘积的大小关系可能随位移增量的符号发生改变, 因而无法保证所得不等式始终成立. 为此, 引入辅助变量 $\boldsymbol{\tau}^{x}=[\tau_1^{x},\ldots,\tau_N^{x}]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}_{+}^{N}$ 与 $\boldsymbol{\tau}^{y}=[\tau_1^{y},\ldots,\tau_N^{y}]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}_{+}^{N}$, 使得 $\tau_n^{\psi}\geqslant\Delta\psi_n$, $\tau_n^{\psi}\geqslant-\Delta\psi_n$, $\tau_n^{\psi}\geqslant0$, 其中 $\Delta\psi_n=\psi_n-\psi_n^{(i)}$. 综上所述, 可得 $\Im\{q_{k,n}^{\bar{\psi}}\}\Delta\psi_n\leqslant|\Im\{q_{k,n}^{\bar{\psi}}\}||\Delta\psi_n|\leqslant\chi_{k,n}^{\psi}\tau_n^{\psi}$. 将其代入至式 (33) 中, 可构建 $\widetilde{\Lambda}_k$ 的近似上界函数

$$\widetilde{\Lambda}_k\leqslant\widetilde{\Lambda}_k^{u}\triangleq\frac{4\pi}{\lambda}\sum_{n=1}^{N}\left(\chi_{k,n}^{x}\tau_n^{x}+\chi_{k,n}^{y}\tau_n^{y}\right).\tag{36}$$

将式 (36) 代入式 (31) 中, 则一阶展开项 $\nabla f_k(\mathbf{d}^{(i)})^{\mathrm{T}}(\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)})$ 的下界函数可表示为

$$\nabla f_k(\mathbf{d}^{(i)})^{\mathrm{T}}(\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)})\geqslant\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k\mathbf{a}_k+2\Re\left\{\mathbf{a}_k^{\mathrm{H}}\,\tilde{\boldsymbol{\Gamma}}_k\,\mathbf{h}_{d,k}\right\}-\tilde{\Lambda}_k^{u}.\tag{37}$$

为便于表示, 令 $\tilde{\mathbf{U}}_k=\mathbf{J}_k^{\mathrm{H}}(\mathbf{P}^{(i)}\mathbf{W}_k\mathbf{P}^{(i)\mathrm{H}}+\tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k)\mathbf{J}_k$, $\tilde{\mathbf{V}}_k=\mathbf{J}_k^{\mathrm{H}}(\mathbf{P}^{(i)}\mathbf{W}_k+\tilde{\boldsymbol{\Gamma}}_k)$, $\mathbf{J}_k=\boldsymbol{\Sigma}^{\mathrm{H}}\mathbf{Q}\boldsymbol{\Theta}^{\mathrm{H}}$, 并将式 (37) 代入式 (26), 则约束式 (8a) 可表示为如下形式:

$$\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{U}}_k\mathbf{h}_{r,k}+\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_k\mathbf{h}_{d,k}-\tilde{\Lambda}_k^{u}+2\Re\left\{\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\,\tilde{\mathbf{V}}_k\,\mathbf{h}_{d,k}\right\}-\frac{\delta_k}{2}\|\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)}\|_2^2\geqslant\sigma^2\upsilon_{d,k}.\tag{38}$$

随后, 将式 (38) 代入式 (25), 并结合式 (3), 则式 (25) 可表示为

$$\Delta\mathbf{h}_k^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{Z}}_k\Delta\mathbf{h}_k+2\Re\left\{\hat{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{Z}}_k\Delta\mathbf{h}_k\right\}+\tilde{c}_k\geqslant 0, \tag{39}$$

其中

$$\Delta\tilde{\mathbf{h}}_k\triangleq\left[\Delta\mathbf{h}_{r,k}\ \Delta\mathbf{h}_{d,k}\right]^{\mathrm{H}},\quad \hat{\mathbf{h}}_k\triangleq\left[\hat{\mathbf{h}}_{r,k}\ \hat{\mathbf{h}}_{d,k}\right]^{\mathrm{H}},$$

$$\tilde{\mathbf{Z}}_k=\begin{bmatrix}\tilde{\mathbf{U}}_k-\sigma_R^2\tilde{R}_k\boldsymbol{\Theta}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Theta} & \tilde{\mathbf{V}}_k\\ \tilde{\mathbf{V}}_k^{\mathrm{H}} & \mathbf{W}_k\end{bmatrix},\quad \tilde{c}_k=\hat{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{Z}}_k\hat{\mathbf{h}}_k-\tilde{\Lambda}_k^u-\frac{\delta_k}{2}\|\mathbf{d}-\mathbf{d}^{(i)}\|_2^2-\sigma^2\upsilon_{d,k}.$$

式 (38) 中包含了 $\Delta\mathbf{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}$ 与 $\Delta\mathbf{h}_{d,k}^{\mathrm{H}}$. 为此, 基于引理 1, 可将其进一步转化如下形式:

$$\begin{bmatrix}\tilde{\mathbf{Z}}_k+\begin{bmatrix}\varpi_{r,k}\mathbf{I}_L & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \varpi_{d,k}\mathbf{I}_N\end{bmatrix}\mathbf{Z}_k\hat{\mathbf{h}}_k\\ (\mathbf{Z}_k\hat{\mathbf{h}}_k)^{\mathrm{H}} \qquad \bar{c}_k\end{bmatrix}\succeq\mathbf{0}, \tag{40}$$

其中 $\bar{c}_k=\tilde{c}_k-\varpi_{d,k}\epsilon_{d,k}^2-\varpi_{r,k}\epsilon_{r,k}^2$. 上式中 $\boldsymbol{\varpi}_d=[\varpi_{d,1},\ldots,\varpi_{d,K}]>0$ 与 $\boldsymbol{\varpi}_r=[\varpi_{r,1},\ldots,\varpi_{r,K}]>0$ 为辅助变量. 由于 $\bar{c}_k$ 中仍包含二次项 $\|\Delta\mathbf{d}\|_2^2$, 因此式 (40) 仍为非凸约束. 为此, 引入辅助变量 $\boldsymbol{\iota}=[\iota_1,\ldots,\iota_K]$, 并满足 $\iota_k\leqslant\bar{c}_k$. 式 (40) 可进一步改写如下 LMI 形式:

$$\begin{bmatrix}\tilde{\mathbf{Z}}_k+\begin{bmatrix}\varpi_{d,k}\mathbf{I}_N & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \varpi_{r,k}\mathbf{I}_L\end{bmatrix}\mathbf{Z}_k\hat{\mathbf{h}}_k\\ (\mathbf{Z}_k\hat{\mathbf{h}}_k)^{\mathrm{H}} \qquad \iota_k\end{bmatrix}\succeq\mathbf{0}. \tag{41}$$

对于约束式 (6e), 在点 $\mathbf{d}_n^{(i)}$ 和 $\mathbf{d}_{n'}^{(i)}$ 处利用其一阶泰勒展开构造下界, 即

$$\|\mathbf{d}_n-\mathbf{d}_{n'}\|_2^2\geqslant-\|\mathbf{d}_n^{(l)}-\mathbf{d}_{n'}^{(l)}\|_2^2+2(\mathbf{d}_n^{(l)}-\mathbf{d}_{n'}^{(l)})^{\mathrm{T}}(\mathbf{d}_n-\mathbf{d}_{n'}). \tag{42}$$

$\|\mathbf{d}_n-\mathbf{d}_{n'}\|_2^2$ 关于 $\mathbf{d}_n-\mathbf{d}_{n'}$ 是凸函数, 其在当前迭代点处的一阶泰勒展开是原函数的全局下界, 因此上式中构造的近似函数在整个定义域内成立. 据此, 结合式 (24)、(41) 和 (42), 最终获得优化问题 (P-C) 的重构形式

$$\begin{aligned}(\text{P-C1}):\ \max_{\mathbf{d},r,\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{MA}}}\quad & r && (43a)\\ \text{s.t.}\quad & \bar{c}_k\geqslant\iota_k, && (43b)\\ & (24),(8\text{b}),(41),(42),\end{aligned}$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{MA}}=\{\boldsymbol{\iota},\boldsymbol{\varpi}_d,\boldsymbol{\varpi}_r\}$. 基于上述内容可知, 优化问题 (P-A) 是一个标准的半正定规划问题, 可直接使用内点法或 CVX 等凸优化工具进行求解. 此外, 上述近似函数均为原函数的全局下界, 因而近似约束是原约束的充分条件, 所构建的近似优化子问题 (P-C1) 的可行域是原优化问题 (P-C) 可行域的子集. 同时, 各下界函数在当前迭代点处与原函数取值相等. 因此, 若初始点满足原问题约束, 则当前迭代点始终是近似问题的可行点, 近似问题得到的新解也必然满足原问题约束, 从而保证迭代过程中始终保持原问题的可行性.

3.4　算法流程及复杂度分析

所提出的鲁棒优化算法完整流程如算法 1 中所示. 该算法主要通过交替迭代的形式, 利用内点法对发射波束和 MA 位置优化子问题进行求解, 以及利用 PCCP 方法对 RIS 相位设计子问题进行求解, 直到算法收敛. 此外, 令相邻两个业务传输周期之间可用于配置更新的时间为 T_{gap}, 算法计算时间和参数预配置时间分别为 T_{comp} 和 T_{pre}, 为避免配置更新影响下一周期的数据传输, 应满足 $T_{\mathrm{comp}}+T_{\mathrm{pre}}\leqslant T_{\mathrm{gap}}$. 若不满足该条件, 下一周期业务

算法 1 Joint robust beamforming and MA position design algorithm.

Initialize: $\mathbf{w}^{[i]}, \boldsymbol{\theta}^{[i]}, \mathbf{d}^{[i]}$, and set the iteration indices $i=0$.
repeat
  Update $\mathbf{W}^{(i+1)}$ by solving Eq. (20);
  Update $\boldsymbol{\theta}^{(i+1)}$ by solving Eq. (22) via PCCP method;
  Update $\mathbf{d}^{(i+1)}$ by solving Eq. (43);
  Let $i=i+1$;
until $\frac{\left|r^{(i)}-r^{(i-1)}\right|}{\max\{1,|r^{(i-1)}|\}} \leqslant \epsilon_{\mathrm{AO}}$ or $i=I_{\max}$;
Return: $\boldsymbol{\theta}^{\star}, \mathbf{W}^{\star}, \mathbf{d}^{\star}$.

需等待配置完成, 从而产生额外时延. 减少迭代次数或采用提前终止策略能够降低计算时延, 但可能造成优化不充分. 增加迭代次数能够改善优化结果, 但可能无法在下一业务周期前完成配置. 因此, 算法计算时延与系统传输性能之间存在折中. 对于信道空间结构相对稳定的室内工业网络, 优化结果可复用于后续多个短数据包, 从而降低算法计算和 MA 位置调整对低时延业务的影响.

进一步, 对算法 1 的收敛性进行分析. 令 $r^{(i)}$ 表示第 i 次外层迭代结束时的目标函数值, $r_{\mathbf{W}}^{(i+1)}$、$r_{\boldsymbol{\theta}}^{(i+1)}$ 和 $r_{\mathbf{d}}^{(i+1)}$ 分别表示依次更新发射波束、RIS 相移和 MA 位置后得到的目标函数值. 由于各近似函数均为原函数的全局下界, 且在当前迭代点处与原函数相切, 因此当前迭代解始终是下一子问题的可行解. 根据各子问题的最优性, 有

$$r^{(i)} \leqslant r_{\mathbf{W}}^{(i+1)} \leqslant r_{\boldsymbol{\theta}}^{(i+1)} \leqslant r_{\mathbf{d}}^{(i+1)} = r^{(i+1)}. \tag{44}$$

因此, 算法 1 产生的目标函数序列 $r^{(i)}$ 单调非减. 另一方面, 受基站发射功率、RIS 单位模约束、MA 有限移动区域及有界 CSI 误差集合的限制, 用户信噪比和有限码长传输速率均存在有限上界, 故 $r^{(i)}$ 同样有界. 综上, $r^{(i)}$ 为有界的单调非减序列, 因此算法 1 能够收敛.

基于上述分析可知, 算法 1 的计算复杂度主要源于发射波束、RIS 相位和 MA 位置三个优化子问题的求解. 具体而言, 对于 RIS 相位设计子问题, 忽略线性约束对复杂度的影响, 基于文献 [40,41] 可知, PCCP 算法的计算复杂度为

$$\mathcal{O}\left(\sqrt{\sum_{j=1}^{J} b_j + 2N_{\mathrm{LMI}}} \cdot \left(n_{\mathrm{var}}^3 + n_{\mathrm{var}}^2 \sum_{j=1}^{N_{\mathrm{SOC}}} b_j^2 + n_{\mathrm{var}} \sum_{j=1}^{N_{\mathrm{SOC}}} b_j^3 + n_{\mathrm{var}}^2 \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{LMI}}} a_i^2\right)\right), \tag{45}$$

其中 n_{var} 表示优化变量的个数, N_{LMI} 和 N_{SOC} 分别表示 LMI 约束和二阶锥约束 (second-order cone, SOC) 的数量, a 和 b 分别表示 LMI 约束与 SOC 约束的维度. 因此, 基于式 (45), 发射波束设计子问题求解所产生的计算复杂度为 $\mathcal{O}([K(NL+K+N+1)]^{1/2}NK\big((NK)^2+NK\big((NL+1)^2+(K+N)^2\big)+K\big((NL+1)^3+(K+N)^3\big)\big))$, RIS 相位设计子问题求解所产生的计算复杂度为 $o_r=\mathcal{O}([K(NL+K+1)+2L]^{1/2}L\big(L^2+LK\big((NL+1)^2+K^2\big)+K\big((NL+1)^3+K^3\big)+L^2\big))$, MA 位置设计子问题求解所产生的计算复杂度为 $o_m=\mathcal{O}([N^2+KL]^{1/2}NK(K(L+1)^3+N+NK^2(M+1)^2+KN^2+(NK)^2))$.

4　仿真结果与分析

本节采用蒙特卡罗仿真对所提出的联合波束赋形与 MA 位置鲁棒优化算法的传输速率性能进行仿真分析与验证. 首先详细介绍仿真参数设置, 进而对算法性能进行仿真与分析.

4.1　参数设置

仿真实验中环境参数设置如下. 令 $K=3$ 个节点随机分布在距基站 10 m 处的半径为 3 m 的圆形区域内. 除特别说明, 本小节将仿真参数设置如下 [23,27], $N=6$, $C=G=2$, $L=4$, $\vartheta=45°$, $\varphi=30°$, $\Delta\vartheta=\Delta\varphi=4°$, $P=10$ dBm, $\Gamma_s=5$ dBm, $\sigma_n^2=\sigma_r^2=-70$ dBm. 基站 – RIS 链路和 RIS – 用户链路均采用莱斯衰落模型. 各

链路包含 $J_t^r = J_k^r = J^r = 5$ 条传播路径, 载波频率设为 2.4 GHz, 路径损耗指数 α_{PL} 分别设为 2.5、2.5 和 3.5. 对于基站与 RIS 和 RIS 与通信用户通信链路, 其莱斯分量的路径响应矩阵满足 $\Sigma[1,1] \sim \mathcal{CN}(0, K_0(\frac{d}{d_0})^{-\alpha_{PL}} \frac{\nu}{\nu+1})$ 与 $\Sigma[j,j] \sim \mathcal{CN}(0,\ K_0(\frac{d}{d_0})^{-\alpha_{PL}} \frac{1}{(\nu+1)(L-1)})$, 其中 $j = 2, \ldots, J^t$, ν 表示视距与非视距功率之比, $K_0(d/d_0)^{-\alpha_{PL}}$ 表征路径损耗, 其中 $K_0 = -40$ dB、$d_0 = 1$ m. 对于基站至用户链路, 则采用瑞利衰落并叠加对数正态阴影衰落模型, 其中阴影衰落标准差设为 15 dB. 对于 CSI 不确定性模型, 各不确定域半径分别表示为

$$\epsilon_{d,k} = \sqrt{\frac{\delta_{d,k}^2}{2}\left\|\mathbf{h}_{d,k}\right\|_2^2 F_{2N}^{-1}(1-\rho)},\ \epsilon_{r,k} = \sqrt{\frac{\delta_{r,k}^2}{2}\left\|\mathbf{h}_{r,k}\right\|_2^2 F_{2L}^{-1}(1-\rho)},\ \epsilon_{R,k} = \sqrt{\frac{\delta_{R,k}^2}{2}\left\|\mathbf{F}_{r,k}\right\|_2^2 F_{2NL}^{-1}(1-\rho)},$$

其中 ρ 表示最大中断概率, $F_{2N}^{-1}(\cdot)$、$F_{2L}^{-1}(\cdot)$ 和 $F_{2NL}^{-1}(\cdot)$ 分别表示自由度为 $2N$、$2L$ 和 $2NL$ 的卡方分布逆累积分布函数. 上式中 $\delta_{d,k}$、$\delta_{r,k}$ 和 $\delta_{R,k}$ 分别表示直达链路、反射链路以及级联链路 CSI 不确定性的相对强度, 并分别设为 $\delta_{d,k} = 0.01$、$\delta_{r,k} = 0.01$、$\delta_{R,k} = 0.02$ [40]. 为验证所提方法有效性, 本文将所提算法与以下基线方案进行对比.

• 完美 CSI 反馈下联合发射波束与 MA 位置优化方案 (perfect channel state information, PCSI). 该方案中假设基站能够准确获得通信链路 CSI, 并利用文献 [20] 中提出的算法对发射波束、RIS 相位和 MA 位置进行联合优化.

• 基于贪婪算法的天线位置选择策略 (greedy antenna selection, GAS). 该方案中天线在有限个离散位置坐标中部署, 相邻位置间距为 $\lambda/2$, 利用贪婪算法选择天线位置. 具体而言, 该方案按顺序选择每个天线的位置, 并保持其余 $N_t - 1$ 个天线的位置不变. 对于每个天线, 选择能最大化通信信噪比的位置.

• 固定天线位置的联合波束优化方案 (fixed position antenna, FPA). 该方案中天线位置固定, 天线间距为 $\lambda/2$. 发射波束赋形和 RIS 相位采用本文所提方法进行优化.

• 无 RIS 场景下的联合发射波束与天线位置优化方案 (No-RIS). 该方案中不利用 RIS 技术, 即 $\boldsymbol{\theta} = \mathbf{0}$. 波束向量与 MA 位置采用本文方法进行优化.

4.2　算法收敛性与计算时间分析

图 2 展示了所提方案在不同发射天线和 RIS 个数情况下的收敛情况, 其中目标函数值表示优化问题 (P1) 中的辅助变量 r 的值. 从图中可以看出, 目标函数值均随迭代次数增加而提升, 并在 300 次迭代内实现收敛, 验证了所提算法的有效性. 此外, 随着发射天线数量的增加, 目标函数值提升但收敛速度变慢. 这是由于发射天线与 RIS 元素个数的增加, 使波束赋形的自由度更高, 可以形成更尖锐的波束, 从而显著提升网络的传输性能. 同时, 移动天线数量增加意味着更多的位置优化自由度, 可进一步充分利用多天线技术的空间分集增益与复用性能, 增强波束赋形效果. 然而, 天线数量增多导致算法复杂度提升, 因此所提方案的收敛迭代次数随移动天线和 RIS 元素个数的增大而显著增加.

表 1 展示了不同天线位置离散间隔下 GAS 算法的最小传输速率与平均运行时间和本文所提的联合天线位置与波束优化方案的结果. 由表可知, 随着离散间隔由 $\frac{\lambda}{8}$ 增大至 3λ, GAS 算法的最小传输速率总体呈下降趋势, 而平均运行时间显著缩短, 体现了算法性能与计算开销之间的折中关系. 当离散间隔由 $\frac{\lambda}{8}$ 增大至 $\frac{\lambda}{4}$ 时, 最小传输速率仅由 6.3 bps/Hz 降至 6.08 bps/Hz, 降幅约为 3.49%, 而运行时间由 1265 s 降至 391.4 s, 缩短约 69.06%. 这表明, 过于密集的位置采样虽然能够提高天线位置的搜索精度, 但所获得的性能增益较为有限, 同时会显著增加候选位置的计算开销. 当离散间隔进一步由 $\frac{\lambda}{4}$ 增大至 2λ 时, 候选位置数量快速减少, 离散位置集合难以充分表征信道随天线位置产生的空间变化, 因而无法有效选择有利于信号相干叠加和多用户干扰抑制的天线位置. 当离散间隔进一步增大至 3λ 时, GAS 算法的可选位置已较为有限, 其性能逐渐接近固定天线部署方案, 因此最小传输速率和运行时间的变化均趋于平缓. 相比之下, 所提方案获得的最小传输速率为 6.35 bps/Hz, 平均运行时间为 248.2 s. 尽管采用 $\lambda/8$ 离散间隔的 GAS 算法能够取得与所提方案较为接近的性能, 但其运行时间约为所提方案的 5.09 倍. 因此, 较细的离散间隔会使 GAS 算法以显著增加计算开销为代价获得有限的性能增益, 而较粗的离散间隔虽然能够降低运行时间, 却会造成较大的传输速率损失.

表 1　不同位置离散间隔下 GAS 算法与所提方案的性能对比.

Table 1　Performance comparison under different position discretization intervals.

	GAS ($\frac{\lambda}{8}$)	GAS ($\frac{\lambda}{4}$)	GAS ($\frac{\lambda}{2}$)	GAS (λ)	GAS (2λ)	GAS (3λ)	MA
Minimum rate (bps/Hz)	6.30	6.08	5.15	4.55	4.25	4.18	6.35
Average computing time (s)	1265.0	391.4	158.1	117.7	107.6	105.7	248.2

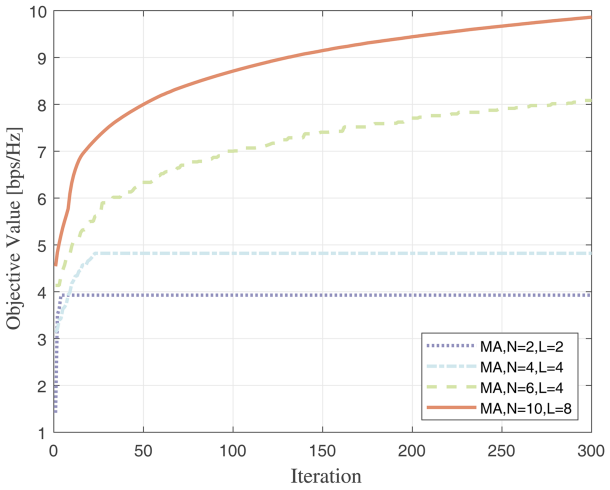

图 2　(网络版彩图) 目标函数值随算法迭代次数变化图.

Figure 2　(Color online) Objective value over the number of iterations.

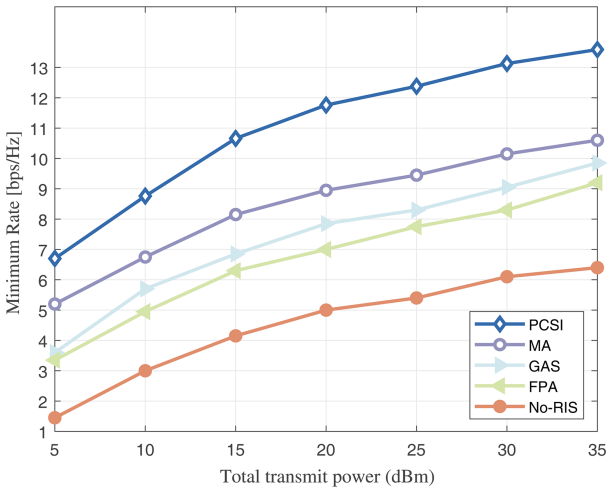

图 3　(网络版彩图) 总传输功率对各方案最小传输速率性能的影响.

Figure 3　(Color online) Minimum rate performance of different schemes over total transmit power.

4.3　网络参数对性能影响分析

针对本文所研究的用户间公平性问题, 进一步分析总发射功率、感知信噪比阈值等网络参数对各方案的最小可达速率性能的影响. 设发射天线和反射单元数分别为 $N = 6$, $L = 4$, 不同发射功率下各方案的性能变化如图 3 所示. 从图中可以看出, 随着最大发射功率的增大, 各算法获得的最小传输速率均显著提升, 其中 PCSI 方案始终具有最高性能, 所提 MA 方案在非完美 CSI 方案中性能最优. 其原因在于, PCSI 方案能够利用准确的信道信息, 使发射波束、RIS 反射相位及 MA 位置与实际等效信道充分匹配. 所提方案需要在非完美 CSI 反馈条件下满足相应约束, 因此其优化结果具有一定的保守性. 随着发射功率增大, 该信道增益损失对传输速率的影响逐渐增大, 使两种方案之间的性能差距扩大. 当发射功率进一步增大时, 由于传输速率随信噪比呈对数增长, 且两种方案的接收信噪比均随发射功率近似同比例增加, 因此二者的速率差距逐渐趋于稳定.　此外, 可以清楚地看到, 在所提方案、FPA 和 GAS 三种不同的发射天线配置下, 最小传输速率均显著优于 No-RIS 方案, 从而表明在 ISAC 网络中部署 RIS 可有效实现传输信号的增强和补盲. 同时, 所提方案的最小传输速率性能比 FPA 方案所获性能提升了 15.18%. 这主要得益于移动天线可充分利用空间自由度, 通过调整天线位置实现改善信道环境并优化天线阵列的几何特性.

图 4 展示了通信节点数量的变化对各方案的最小传输速率性能的影响. 从图中可以看出, 随着通信节点数量的增加, 所有方案的最小传输速率性能降低, 但所提出的算法始终优于对比方案. 这一现象主要源于以下两个方面原因. 首先, 用户数量增加时, 用户信道质量的差异性将增加 (例如用户出现在覆盖边缘导致信道增益较低), 导致最小传输速率减小. 其次, 传输总功率一定, 服务更多的用户使得每个用户可使用的传输资源减少, 导致性能降低.

图 5 展示了感知信噪比阈值 Γ_s 对各方案的最小传输速率性能的影响. 从图中可知, 随着 Γ_s 增大, 各方案

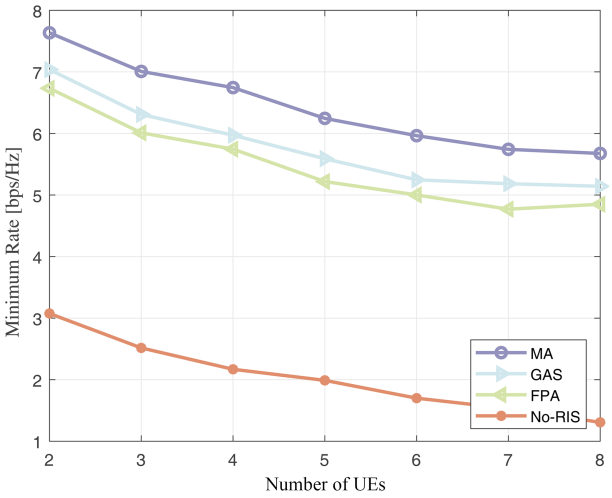

图 4　(网络版彩图) 总通信节点个数对各方案最小传输速率性能的影响.

Figure 4　(Color online) Minimum rate performance of different schemes over the number of UEs.

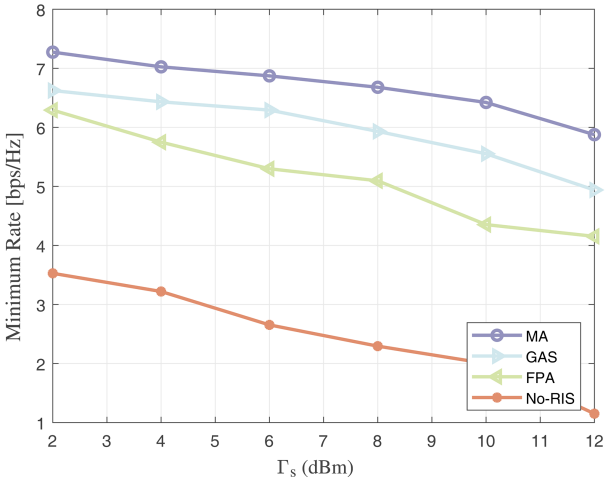

图 5　(网络版彩图) 感知信噪比阈值对各方案最小传输速率性能的影响.

Figure 5　(Color online) Minimum rate performance of different schemes over sensing threshold.

的最小传输速率性能均逐渐下降, 表明感知性能需求的增强会压缩无线传输的可用网络资源. 较高的感知信噪比性能需求使波束方向更多地倾斜于满足感知任务, 从而削弱了用于增强传输性能的波束与天线位置设计自由度, 导致网络传输速率的下降. 尽管如此, 所提方案在不同感知性能阈值下最小传输速率性能仍优于基线对比方案, 表明所提联合波束设计方法能够更充分地利用智能反射面带来的信道重构能力, 并在感知约束、传输需求和波束资源分配之间实现更有效的协同优化.

4.4　通信要素对性能影响分析

本小节聚焦 CSI 误差和 FBL 传输特性, 分析其对网络性能的影响. 首先, 针对基站与通信节点间由 RIS 构成的级联信道, 研究信道不确定性对网络最小传输速率的影响. 具体而言, 图 6 展示了直传链路误差系数固定为 $\delta_d = 0.01$ 时, 级联信道误差系数 δ_r 由 0.01 逐渐增至 0.08 时, 所提方案与基线对比方案的最小传输性能. 从图中可以看出, 随着反射链路 CSI 不确定性系数增大, MA、GAS 和 FPA 方案的最小传输速率均逐渐下降, 而 No-RIS 方案的性能基本保持不变. 其原因在于, 反射链路 CSI 不确定性系数的增大会导致信道的不确定性增大. 为保证最坏信道条件下的传输性能, 所提算法需要采用更加保守的传输策略, 从而限制了 RIS 的反射增益. 由于 No-RIS 方案不依赖反射链路, 其性能基本不受反射链路 CSI 误差的影响. 此外, 在相同 CSI 不确定性系数下, $N = 6, L = 4$ 时各方案的性能始终优于 $N = 2, L = 2$ 时的性能, 表明增加发射天线和 RIS 反射单元能够提供更高的阵列增益与空间优化自由度. 然而, 随着误差系数增大, 两种天线规模之间的性能差距逐渐缩小, 表明信道维度增加所引起的 CSI 不确定性会部分抵消天线规模扩展带来的性能增益. 同时, 当 $\delta_r = 0.08$ 时, FPA 方案性能与 No-RIS 方案性能相近, 表明信道估计精度低于一定阈值时, 即使部署 RIS 并采用本文所提方法, 亦难以有效提升系统性能. 由此可见, 信道估计精度对于 RIS 辅助系统中本文方案所能实现的性能增益具有决定性影响.

进一步, 图 7 展示了当反射链路 CSI 不确定性系数固定时, 直达链路 CSI 不确定性系数变化产生的影响. 从图中可以看出, 随着直达链路 CSI 不确定性系数增大, 所有方案的最小传输速率均呈下降趋势. 这是因为各方案均依赖直达链路进行信号传输, 直达链路的 CSI 不确定性增大会加剧信道增益的衰减, 从而降低系统可实现的最小传输速率. 综合两幅图可以看出, 天线规模扩展所带来的阵列增益和空间分集增益仍然显著, 但其增益会随 CSI 不确定性的增大而降低. 因此, 相较于小规模天线系统, 大规模天线系统对信道估计精度和鲁棒传输设计提出了更高要求.

针对 FBL 传输对网络性能的影响, 图 8 展示了各方案最小传输速率随传输码长变化的性能曲线. 从图中可

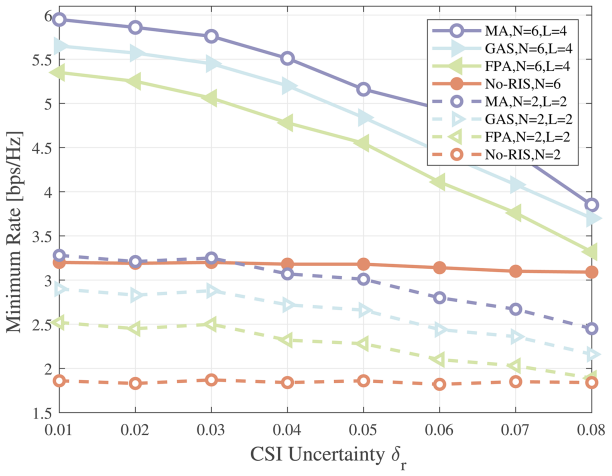

图 6　(网络版彩图) 反射链路信道不确定系数对最小传输速率性能的影响.

Figure 6　(Color online) Impact of the reflected link channel uncertainty coefficient on the minimum rate.

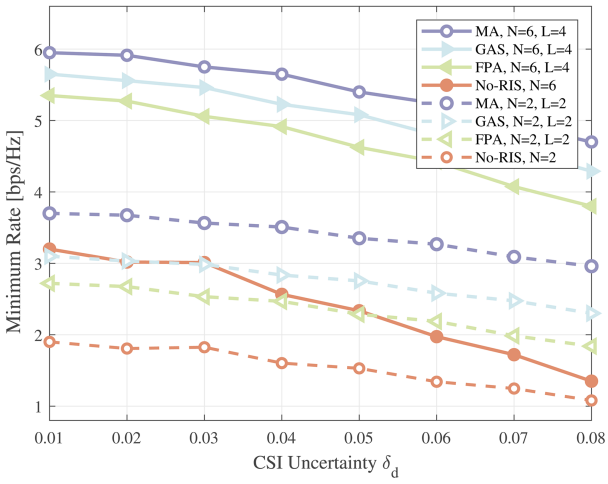

图 7　(网络版彩图) 直达链路信道不确定系数对最小传输速率性能的影响.

Figure 7　(Color online) Impact of the direct link channel uncertainty coefficient on the minimum rate.

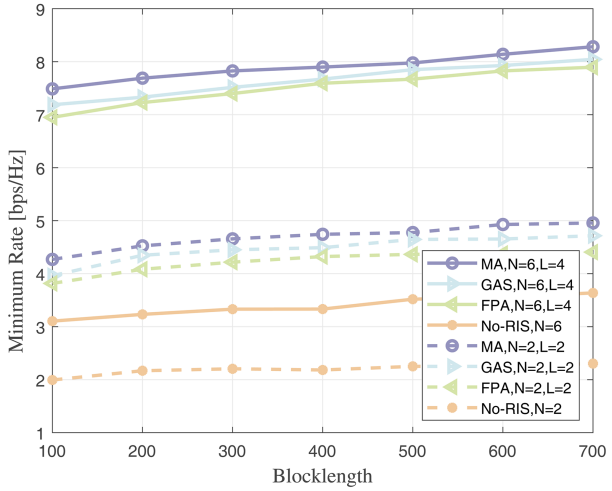

图 8　(网络版彩图) 总传输码长对各方案最小传输速率性能的影响.

Figure 8　(Color online) Minimum rate performance of different schemes over total blocklength.

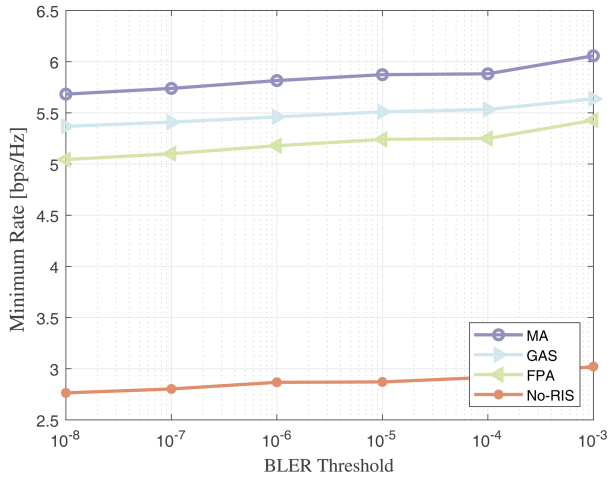

图 9　(网络版彩图) 误码率阈值对最小传输速率性能的影响.

Figure 9　(Color online) Minimum rate performance of different schemes over BLER threshold.

以看出, 随着传输码长增大, 各方案最小传输速率性能呈单调上升趋势, 说明更长的码长有助于显著提升传输速率, 且本文所提出的 MA 方案性能始终优于对比方案性能. 此外, 从图中可以看出, 当发射天线 $N = 6$ 时, 增加传输码长所带来的性能增益为 0.795 bps/Hz, $N = 2$ 时性能增益为 0.688 bps/Hz, 二者相差较小. 这一现象是由于天线数量的增加可提升传输的信噪比, 进而有效缓解 FBL 传输产生的性能损失 (即式 (1) 中的速率惩罚项 $\sqrt{\frac{V_k}{m}}\frac{\mathcal{Q}^{-1}(\varepsilon_k)}{\ln 2}$), 但效果并不显著. 因此, 为保障低时延通信需求, ISAC 网络设计时需考虑 FBL 传输的影响.

图 9 展示了 $N = L = 2$ 时各方案的最小传输速率随误码率阈值的变化情况. 从图中可以看出, 随着误码率阈值的提升, 各方案的最小传输速率性能提升, 且所提方案优于对比方案. 这是由于可靠性要求的适当放宽减小了有限码长传输中的速率惩罚项, 从而提高了可达传输速率. 这一现象验证了所提方案适用于不同传输可靠性需求的业务场景, 具有普适性. 此外, 从图中可以看出误码率阈值从 10^{-8} 提升至 10^{-3} (即传输可靠性需求降

低), 所提方案的最小传输速率性能提升幅度仅为 6.6%. 这意味着网络发射波束和天线位置鲁棒设计的难点仍是消除信道不确定性的影响, 误码率阈值的影响程度较小.

5　总结

针对通感一体化网络中环境的动态与随机特性导致有限网络资源下难以兼顾感知与低时延传输性能需求的问题, 本文提出了一种鲁棒传输设计方案. 该方案采用交替迭代的形式对发射波束、RIS 相位和天线坐标进行优化设计, 在保障网络感知性能需求的同时最大化用户最小传输速率. 具体而言, 首先采用 SCA 和 S 过程将非凸约束转化为有限个线性矩阵不等式约束. 进而采用二阶泰勒展开和 PCCP 方法对优化发射波束、RIS 相位和天线位置进行交替迭代优化, 满足感知信噪比性能需求的同时提升网络最小传输速率.

为验证所提方案的有效性, 在非完美 CSI 反馈场景下, 将所提方案与固定天线和无 RIS 优化方案的最小传输速率性能进行仿真对比, 验证了所提方案的鲁棒性和普适性, 以及 RIS 和 MA 技术对提升低时延 ISAC 网络性能的有效性. 同时, 分析了有限码长传输中传输码长与误码率阈值对系统性能的影响, 验证了 ISAC 网络设计时考虑 FBL 传输特性的必要性. 未来将从离散天线位置设计以及系统模型两个方面进一步拓展本文工作. 面向 MA 部署的硬件约束, 研究离散天线位置、发射波束和 RIS 相位的联合鲁棒优化方法. 同时, 将现有系统拓展至 RIS 反射单元和感知接收天线均可移动的场景, 研究低复杂度的低时延 ISAC 网络设计, 在保障时延需求的同时提升感知性能.

参考文献

1 Wang X Y, Fei Z S, Zhou Y Q, et al. Integrated sensing, communication, computation, and intelligence towards IoT: key technologies and future directions. J Electron Inf Technol, 2025, 47: 888–908 [王新奕, 费泽松, 周一青, 等. 面向物联网的通感算智融合: 关键技术与未来展望. 电子与信息学报, 2025, 47: 888–908]

2 Zhang J F, Lu W D, Xing C W, et al. Intelligent integrated sensing and communication: a survey. Sci China Inf Sci, 2025, 68: 131301

3 Liu Z, Zhu Y, Hu Y, et al. Performance trade-off for ultra-reliable and low-latency service in multi-functional ISAC network. IEEE Trans Netw Sci Eng, 2026, 13: 7429–7447

4 Han K, Meng K, Wang X Y, et al. Network-level ISAC design: state-of-the-art, challenges, and opportunities. IEEE J Sel Top Electromagn Antennas Propag, 2025, 1: 65–83

5 Feng L, Xie K Y, Zhang X, et al. A survey of integrated sensing and communication technologies for the industrial internet. Mobile Commun, 2025, 49: 57–62 [丰雷, 谢坤宜, 张璇, 等. 工业互联网通感一体化技术研究综述. 移动通信, 2025, 49: 57–62]

6 Hu Y, Zhu Y, Gursoy M C, et al. SWIPT-enabled relaying in IoT networks operating with finite blocklength codes. IEEE J Sel Areas Commun, 2019, 37: 74–88

7 Cai Y, Jiang X, Liu M, et al. Resource allocation for URLLC-oriented two-way UAV relaying. IEEE Trans Veh Technol, 2022, 71: 3344–3349

8 Polyanskiy Y, Poor H V, Verdu S. Channel coding rate in the finite blocklength regime. IEEE Trans Inform Theor, 2010, 56: 2307–2359

9 Meng K, Han K, Masouros C, et al. ISAC network planning: sensing coverage analysis and 3-D BS deployment optimization. IEEE Trans Wireless Commun, 2026, 25: 9330–9344

10 Yu X, Wang J, Hu R Q, et al. Intelligent flexible position antenna systems for networking: a survey. IEEE Trans Netw Sci Eng, 2026, 13: 3105–3126

11 Zhang B, Xu K, Xia X, et al. Sum-rate enhancement for RIS-assisted movable antenna systems: joint transmit beamforming, reflecting design, and antenna positioning. IEEE Trans Veh Technol, 2025, 74: 4376–4392

12 Zhu L, Ma W, Zhang R. Modeling and performance analysis for movable antenna enabled wireless communications. IEEE Trans Wireless Commun, 2024, 23: 6234–6250

13 Zhu L, Ma W, Ning B, et al. Movable-antenna enhanced multiuser communication via antenna position optimization. IEEE Trans Wireless Commun, 2024, 23: 7214–7229

14 Ding J, Zhou Z, Li W, et al. Movable antenna-enabled co-frequency co-time full-duplex wireless communication. IEEE Commun Lett, 2024, 28: 2412–2416

15 Tang J, Pan C, Zhang Y, et al. Secure MIMO communication relying on movable antennas. IEEE Trans Commun, 2025, 73: 2159–2175

16 Wu P, Yuan X, Hu Y, et al. UAV-enabled covert communication with movable antenna against cooperative detection. IEEE T Veh Technol, 2026, 75: 15299–15304

17 Li B J, Li Z D, Chen W. Multi-antenna communication system by transmissive reconfigurable meta-surface. ZTE Technol J, 2022, 28: 36–39 [李博江, 李振东, 陈文. 透射可重构超表面多天线通信系统. 中兴通讯技术, 2022, 28: 36–39]

18 Meng K, Wu Q, Schober R, et al. Intelligent reflecting surface enabled multi-target sensing. IEEE Trans Commun, 2022, 70: 8313–8330

19 Meng K, Wu Q, Masouros C, et al. Intelligent surface empowered integrated sensing and communication: from coexistence to reciprocity. IEEE Wireless Commun, 2024, 31: 84–91

20 Wu H, Ren H, Pan C, et al. Movable antenna-enabled RIS-aided integrated sensing and communication. IEEE Trans Cogn Commun Netw, 2025, 11: 2879–2892

21 Cao X, Jiang P, Zhu G, et al. Joint antenna position and beamforming optimization for movable antenna-enabled secure IRS-ISAC network. IEEE Trans Netw Sci Eng, 2026, 13: 4440–4454

22 Zhang J, Xu J, Lu W, et al. Robust secure transmission for IRS-assisted UAV-ISAC networks without eavesdropping CSI. In: Proceedings of the 2024 IEEE International Conference on Communications, 2024. 1346–1351

23 Yang R, Dong Z, Xiu Y, et al. Robust transceiver design for RIS enhanced dual-functional radar-communication with movable antenna. IEEE Trans Veh Technol, 2026, 75: 13860–13876

24 Zhou T, Xu K, Hu G, et al. Robust and secure beamforming design for STAR-RIS-enabled IoE ISAC systems. IEEE Internet Things J, 2025, 12: 8742–8758

25 Bian H, Zhao F, Chen M, et al. Movable antenna-enabled secure transmission for active RIS-aided ISAC systems. IEEE Trans Netw Sci Eng, 2026, 13: 6325–6344

26 Li Z D, Ba J L, Su Z, et al. Joint beamforming and antenna position optimization in movable antenna empowered ISAC systems. J Electron Inf Technol, 2025, 47: 3482–3491 [李振东, 巴建乐, 苏洲, 等. 可移动天线赋能的 ISAC 系统中波束赋形与天线位置联合优化. 电子与信息学报, 2025, 47: 3482–3491]

27 Hao T, Shi C, Wu Q, et al. Fluid-antenna enhanced ISAC: joint antenna positioning and dual-functional beamforming design under perfect and imperfect CSI. IEEE Trans Veh Technol, 2025, 74: 17204–17219

28 Wu P, Yuan X, Hu Y, et al. Joint power allocation and trajectory design for UAV-enabled covert communication. IEEE Trans Wireless Commun, 2024, 23: 683–698

29 Wu P, Yuan X, Hu Y, et al. UAV-enabled covert autonomous vehicular communication: joint trajectory and resource allocation design. IEEE Trans Intell Transp Syst, 2025, 26: 21769–21783

30 3GPP. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Layer Procedures. TS 36.213. 2021

31 3GPP. Physical Layer Procedures for Data (Release 16). TS 38.214. 2020

32 Han K, Meng K, Masouros C. MIMO-OFDM signaling design for noncoherent distributed ISAC systems. IEEE Trans Wireless Commun, 2026, 25: 7792–7808

33 Meng K, Masouros C, Chen G, et al. Network-level integrated sensing and communication: interference management and BS coordination using stochastic geometry. IEEE Trans Wireless Commun, 2024, 23: 19365–19381

34 3GPP. Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies. TR 38.913. 2017

35 3GPP. NR; Physical Layer Procedures for Data. TS 38.214. 2024

36 Zhang J, Wang W, Tang J, et al. Robust secure transmission for IRS-aided NOMA networks with hybrid beamforming. IEEE Trans Wireless Commun, 2024, 23: 3086–3101

37 Su N, Liu F, Masouros C. Secure radar-communication systems with malicious targets: integrating radar, communications and jamming functionalities. IEEE Trans Wireless Commun, 2021, 20: 83–95

38 Grant M, Boyd S. CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming. 2016

39 Niu H, Chu Z, Zhou F, et al. Simultaneous transmission and reflection reconfigurable intelligent surface assisted secrecy MISO networks. IEEE Commun Lett, 2021, 25: 3498–3502

40 Zhou G, Pan C, Ren H, et al. A framework of robust transmission design for IRS-aided MISO communications with imperfect cascaded channels. IEEE Trans Signal Process, 2020, 68: 5092–5106

41 Jiang W, Xiong P, Nie J, et al. Robust design of IRS-aided multi-group multicast system with imperfect CSI. IEEE Trans Wireless Commun, 2023, 22: 6314–6328

Robust joint beamforming and antenna position optimization for RIS and MA-assisted low-latency ISAC networks

Wei GAO, Peng WU, Ning GUO & Yulin HU*

School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, China
* Corresponding author. E-mail: yulin.hu@whu.edu.cn

Abstract This paper investigates robust joint beamforming and antenna position optimization for a low-latency integrated sensing and communication (ISAC) network aided by movable antennas (MAs) and a reconfigurable intelligent surface (RIS). Considering the imperfect channel state information (CSI) feedback of both the sensing and communication links and finite-blocklength (FBL) transmission, a robust max-min rate optimization problem is formulated to jointly design the transmit beamforming vectors, RIS phase shifts, and MA positions while guaranteeing the required sensing signal-to-noise ratio (SNR). The formulated problem is highly nonconvex due to the semi-infinite constraints induced by CSI uncertainty, the complicated FBL rate expression, and the strong coupling among the optimization variables. To tackle these challenges, the S-procedure is first employed to eliminate the CSI error and reformulate the robust constraints as tractable linear matrix inequalities, while successive convex approximation is applied to construct convex surrogates for the remaining nonconvex terms. Next, a penalty concave-convex procedure-based alternating optimization algorithm is developed to iteratively update the transmit beamforming vectors, RIS phase shifts, and MA positions. Numerical results demonstrate that the proposed algorithm achieves a higher minimum achievable rate than the benchmarks. Moreover, the impact of FBL transmission on the minimum achievable rate is analyzed.

Keywords low-latency integrated sensing and communication networks, reconfigurable intelligent surface, movable antenna, robust optimization