中国科学 : 信息科学 2026 年 第 56 卷 第 10 期: 2591–2607
SCIENTIA SINICA Informationis
面向 6G 的通感算可重构无线网络专题 • 论文

STAR-RIS 辅助 6G 通感一体化协同波束赋形设计

薛青[1*], 刘迪[1], 周炳朋[2], 陈光霁[3], 王毅[4,5], 陈前斌[1]

1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065
2. 中山大学电子与通信工程学院, 深圳 518107
3. 南京理工大学电子工程与光电技术学院, 南京 210094
4. 郑州航空工业管理学院电子信息学院, 郑州 450046
5. 航空航天电子信息技术河南省协同创新中心, 郑州 450046

* 通信作者. E-mail: xueq@cqupt.edu.cn

收稿日期: 2026–04–11; 修回日期: 2026–08–10; 接受日期: 2026–09–09; 网络出版日期: 2026–10–12

国家自然科学基金 (批准号: U23A20279, 62371478, 62501279) 资助项目

摘要 通感一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 技术是实现未来万物智联的关键. 然而, 其性能高度依赖视距链路质量, 在复杂环境下常面临信号阻塞、感知失准等瓶颈. 本文引入同时透射和反射可重构智能表面 (simultaneous transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surface, STAR-RIS), 通过对无线传播环境的灵活调控, 实现 ISAC 系统的深度覆盖与感知增强. 相较于传统仅具备单侧反射能力的 RIS, STAR-RIS 能够为通信与感知协同设计提供更高的自由度. 为最大化感知约束下的多用户和速率, 本文研究 STAR-RIS 辅助 ISAC 系统中的主动 – 被动 – 透射波束赋形的联合优化问题, 构建了一个具有多变量强耦合特性的非凸优化模型. 进一步, 基于加权最小均方误差等价变换与交替优化框架, 将原问题分解为发射波束赋形与 STAR-RIS 透射 – 反射系数矩阵优化两个子问题, 并结合逐次凸近似与半定松弛方法进行高效求解. 仿真结果表明, 所提方案能够在提升通信性能的同时有效兼顾感知需求, 在多区域服务场景下较传统 RIS 辅助方案具有更优的性能表现.

关键词 通感一体化 (ISAC), 同时透射和反射可重构智能表面 (STAR-RIS), 混合波束赋形, 加权最小均方误差, 交替优化

1 引言

随着第六代 (sixth-generation, 6G) 移动通信技术的快速演进, 未来无线网络将不仅仅承担高速数据传输任务, 还需要同时支持环境感知、目标检测与精确定位等功能 [1], 用于支撑无人驾驶、智能制造、空天地一体化网络等新兴应用场景. 与此同时, 绿色低碳运行和网络资源的高效配置也是 6G 网络的重要发展目标 [2,3]. 在此背景下, 通感一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 已成为 6G 网络的核心关键技术之一. ISAC 通过共享频谱资源、硬件平台和信号波形, 实现通信与雷达感知功能的协同设计, 从而显著提高频谱利用效率和系统资源利用率. 与传统通信系统和雷达系统独立部署的方式相比, ISAC 能够有效降低系统部署成本, 并增强网络对复杂环境的适应能力 [4,5].

引用格式: 薛青, 刘迪, 周炳朋, 等. STAR-RIS 辅助 6G 通感一体化协同波束赋形设计. 中国科学: 信息科学, 2026, 56: 2591–2607, doi: 10.1360/SSI-2026-0147
Xue Q, Liu D, Zhou B P, et al. Cooperative beamforming for STAR-RIS assisted 6G integrated sensing and communications. Sci Sin Inform, 2026, 56: 2591–2607, doi: 10.1360/SSI-2026-0147

© 2026《中国科学》杂志社

尽管 ISAC 在理论与应用层面均展现出巨大潜力, 但其性能仍受到无线传播环境不可控性的制约. 首先, 在复杂城市环境或遮挡严重场景中, 通信链路和感知链路均可能遭受严重的路径损耗与多径衰落 [6, 7], 从而导致通信速率下降和感知精度降低. 其次, 通信与感知功能在资源分配和波束设计层面存在耦合关系, 当系统资源有限时, 如何在保证感知精度的同时提升通信性能仍然是一个具有挑战性的优化问题 [8]. 因此, 如何通过主动调控无线传播环境, 提升 ISAC 系统的通信与感知协同能力, 成为当前研究的重点方向.

近年来, 可重构智能表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 作为一种能够主动调控电磁波传播特性的超表面技术, 受到了广泛关注. RIS 通常由大量低成本无源单元构成, 每个单元可以独立调节反射相位, 从而实现对入射信号的可编程调控. 通过合理设计 RIS 相移矩阵, 可以有效改善信道条件, 增强信号覆盖范围, 并提高系统性能 [9~11]. 鉴于 RIS 在调控无线传播环境方面的优势, 已有大量研究将其引入 ISAC 系统中以提升系统性能 [12~21]. 从通信和感知功能的优先级角度划分, 现有基于 RIS 辅助的 ISAC 研究主要可分为三类. 一是, 研究以感知性能优化为主要目标, 通过联合设计发射波束与 RIS 相移矩阵来提升感知探测能力. 例如, 文献 [13] 在通信质量约束下最大化感知信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR). 文献 [14] 从目标检测信噪比最大化与干扰抑制角度出发, 提升系统的感知性能. 文献 [15] 针对点目标与扩展目标场景, 推导了相应的克拉美 – 罗界闭式表达式, 在保证通信用户 SINR 需求的同时显著提升了感知目标估计精度. 二是, 关注通信与感知性能之间的权衡关系, 通过构建多目标优化模型实现二者的协同优化. 在文献 [16] 中, 引入了一种新的联合优化度量. 其利用联合优化度量最大化感知 SINR, 同时最小化多用户干扰. 文献 [17] 在考虑感知与 RIS 之间相互干扰的情况下, 以最小化基站发射功率为目标进行优化. 三是, 以通信性能优化为主要目标. 例如, 文献 [18] 引入基于目标尺寸的最终检测分辨率指标, 并在满足感知约束的前提下提升通信性能. 文献 [19] 旨在同时实现多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 感知探测和多用户 MIMO 通信, 分别从感知优先和通信优先两种视角构建优化问题, 并提出了两种低复杂度波束赋形方案.

上述研究从不同角度探讨了 RIS 辅助 ISAC 系统的设计, 但大多采用传统反射型 RIS. 受单侧反射工作机制限制, 传统 RIS 主要调控反射半空间内的无线传播环境. 当通信用户和感知目标分布于 RIS 两侧时, 单个传统 RIS 难以同时为两侧节点构建可控的辅助链路. 通常需要通过增设 RIS 面板或调整部署位置来扩展服务范围, 但这会导致系统部署与协同控制复杂度的增大. 为拓展单一 RIS 的空间覆盖范围, 同时透射和反射可重构智能表面 (simultaneous transmitting and reflecting RIS, STAR-RIS) [22, 23] 应运而生. 文献 [24] 定义了 STAR-RIS 的三种工作模式: 能量分裂、模式切换和时间切换, 并探讨了在最小化基站消耗功率时不同工作模式的优缺点. 为克服严重路径损耗和杂波干扰问题, 文献 [25] 提出了一种新型的 STAR-RIS 传感器结构. 此外, 为探索 ISAC 系统中 STAR-RIS 的技术潜力, 文献 [26] 考虑了由能量分裂型 STAR-RIS 增强的 ISAC 网络, 研究了基站发射波束赋形与 STAR-RIS 透射、反射波束赋形的联合优化问题, 并分析了专用感知波形对系统感知性能的影响. 文献 [27] 研究了 STAR-RIS 辅助 ISAC 系统的安全传输问题, 利用 STAR-RIS 分别构建面向反射区感知目标的感知链路和面向透射区非正交多址接入用户的保密通信链路, 并联合优化基站发射波束、人工干扰和 STAR-RIS 透射和反射系数, 在满足目标感知波束图增益要求的条件下最大化系统保密和速率. 文献 [28] 研究了主动 STAR-RIS 辅助的全双工多用户、多目标 ISAC 系统, 在感知 SINR 和系统功率约束下联合设计基站收发波束以及 STAR-RIS 透射和反射系数, 以最大化通信和速率. 文献 [29] 将 STAR-RIS 部署于全双工基站附近, 利用 STAR-RIS 产生的反射信号辅助抑制基站自干扰, 同时改善多用户通信和单目标感知性能.

与传统反射型 RIS 不同, STAR-RIS 能够将入射信号同时分解为透射分量和反射分量, 并通过联合调节透射和反射系数, 实现对两侧空间中信号能量分配和传播方向的协同控制. 因此, STAR-RIS 可为多区域 ISAC 系统的通信与感知协同设计提供更大的空间自由度, 从而实现在单一表面上为不同空间区域的通信用户和感知目标提供辅助传播链路. 该特性与本文所考虑的系统场景相符: 当基站与用户及感知目标之间的视距链路受阻时, STAR-RIS 需要同时服务反射侧的通信用户和感知目标以及透射侧的通信用户. STAR-RIS 的这一优势主要适用于具有双侧或多区域覆盖需求的场景; 对于仅需单侧覆盖的系统, 传统反射型 RIS 的结构和控制方式相对简单.

尽管已有研究从不同角度讨论了 STAR-RIS 辅助 ISAC 系统, 但对于复杂环境视距链路受阻条件下 STAR-

RIS 双侧多用户通信与多目标感知的协同设计, 仍有待深入研究. 现有相关工作大多集中于单目标感知; 部分研究虽然考虑了多个感知目标, 但通常假设基站与目标之间存在视距链路. 相比之下, 本文考虑基站与多用户及多目标之间均不存在视距链路, 经由 STAR-RIS 辅助链路获取通信与感知服务. 在该场景下, STAR-RIS 反射系数同时影响探测信号的前向传输和目标回波的反向传输, 不同目标回波之间还存在相互干扰. 因此, 基站发射波束与 STAR-RIS 透射 – 反射系数在多用户通信 SINR 和多目标感知 SINR 中高度耦合, 增加了联合优化问题的非凸性. 此外, 现有感知约束下的通信和速率最大化研究主要关注系统整体通信性能, 对各通信用户最低服务质量 (quality of service, QoS) 的考虑仍不充分.

在此背景下, 本文在基站发射功率、STAR-RIS 能量分裂、用户最低通信 QoS 及目标感知需求等多约束下, 构建基于联合优化基站发射波束赋形矩阵和 STAR-RIS 透射 – 反射系数的多用户通信和速率最大化问题. 本文的主要贡献总结如下.

(1) 针对基站与多用户、多目标之间视距链路受阻的场景, 构建了能量分裂型 STAR-RIS 辅助 ISAC 系统模型. 不同于非视距单目标感知或视距多目标感知研究, 本文同时考虑 STAR-RIS 透射侧和反射侧的多用户通信以及反射侧多目标感知. 通过联合优化基站发射波束和 STAR-RIS 透射 – 反射系数, 构建各用户最低 QoS 保障和各目标感知性能约束的通信和速率最大化问题.

(2) 针对基站发射波束与 STAR-RIS 透射及反射系数在通信和感知 SINR 中的高度耦合关系, 提出一种基于加权最小均方误差 (weighted minimum mean square error, WMMSE) 等价变换和交替优化的有效迭代算法. 该算法将原问题分解为基站发射波束赋形和 STAR-RIS 透射 – 反射系数矩阵优化两个子问题, 并分别利用逐次凸近似 (sequential convex approximation, SCA) 和半定松弛 (semidefinite relaxation, SDR) 进行求解.

(3) 通过仿真分析基站发射功率、STAR-RIS 单元数、感知目标数量和感知 SINR 阈值对通信和速率的影响, 并与传统 RIS、随机 STAR-RIS 和近似求解方案进行比较. 结果表明, STAR-RIS 透射 – 反射能量联合调节能够改善多区域通信覆盖并满足感知性能要求, 同时反映了通信和速率与感知要求之间的资源分配关系.

符号定义: 本文使用粗体大写 (小写) 字母表示矩阵 (矢量), 使用 $\mathbb{C}^{A\times B}$ 表示维度为 $A\times B$ 的复矩阵空间, $|\cdot|$ 表示对复数取模, $(\cdot)^{\mathrm{H}}$ 和 $(\cdot)^{\mathrm{T}}$ 分别表示取复矩阵的共轭转置与转置, $\otimes$ 表示克罗内克 (Kronecker) 积, $\|\cdot\|_2$ 表示矢量的 l_2 范数. $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 表示期望. $*$ 表示共轭. $\boldsymbol{I}_K$ 表示 $K\times K$ 的单位矩阵. $\mathrm{diag}(\cdot)$, $\mathrm{Tr}(\cdot)$ 和 $\mathrm{Rank}(\cdot)$ 分别表示对角化、矩阵的迹和秩. $\mathcal{CN}(\mu,\sigma^2)$ 表示均值为 μ、方差为 σ^2 的复高斯分布. $\mathfrak{R}\{\cdot\}$ 和 $\mathfrak{I}\{\cdot\}$ 表示复数的实部和虚部. $\boldsymbol{A}\succeq\boldsymbol{0}$ 表示 $\boldsymbol{A}$ 为半正定矩阵.

2　系统模型

如图 1 所示, 考虑一个在能量分裂工作模式下的 STAR-RIS 辅助的 ISAC 系统, 其中基站配备一个由 M 根发射天线和 M 根接收天线组成的均匀线性阵列 (uniform linear arrays, ULA), STAR-RIS 配备一个由 N 个单元组成的均匀平面阵列 (uniform planar array, UPA). 假设基站到目标、用户的视距路径均被堵塞. 基站通过 STAR-RIS 与 $K+L$ 个单天线用户通信, 同时传递探测信号给位于反射侧的 T 个感知目标. STAR-RIS 覆盖范围被划分为透射空间和反射空间, 将位于反射空间中的用户定义为 r-user, 其集合为 $\mathcal{K}\triangleq\{1,2,\ldots,K\}$; 位于透射空间中的用户定义为 t-user, 集合为 $\mathcal{L}\triangleq\{1,2,\ldots,L\}$; 位于反射空间的目标集合为 $\mathcal{T}\triangleq\{1,2,\ldots,T\}$. 主要系统参数如表 1 所示.

2.1　信号模型

从基站发送的 ISAC 信号表示为

$$\boldsymbol{x}=\sum_{k=1}^{K}\boldsymbol{w}_k s_k+\sum_{l=1}^{L}\boldsymbol{w}_l s_l+\sum_{m=1}^{M}\boldsymbol{w}_m s_m=\boldsymbol{W}\boldsymbol{s}, \tag{1}$$

其中, s_k, s_l 和 s_m 分别表示反射、透射通信符号和感知符号, $\boldsymbol{w}_k\in\mathbb{C}^{M\times 1}$, $\boldsymbol{w}_l\in\mathbb{C}^{M\times 1}$ 和 $\boldsymbol{w}_m\in\mathbb{C}^{M\times 1}$ 是相应的波束赋形矩阵. 本文采用包含 $K+L$ 条通信数据流和 M 条专用感知信号流的 ISAC 发射结构, 为便于统

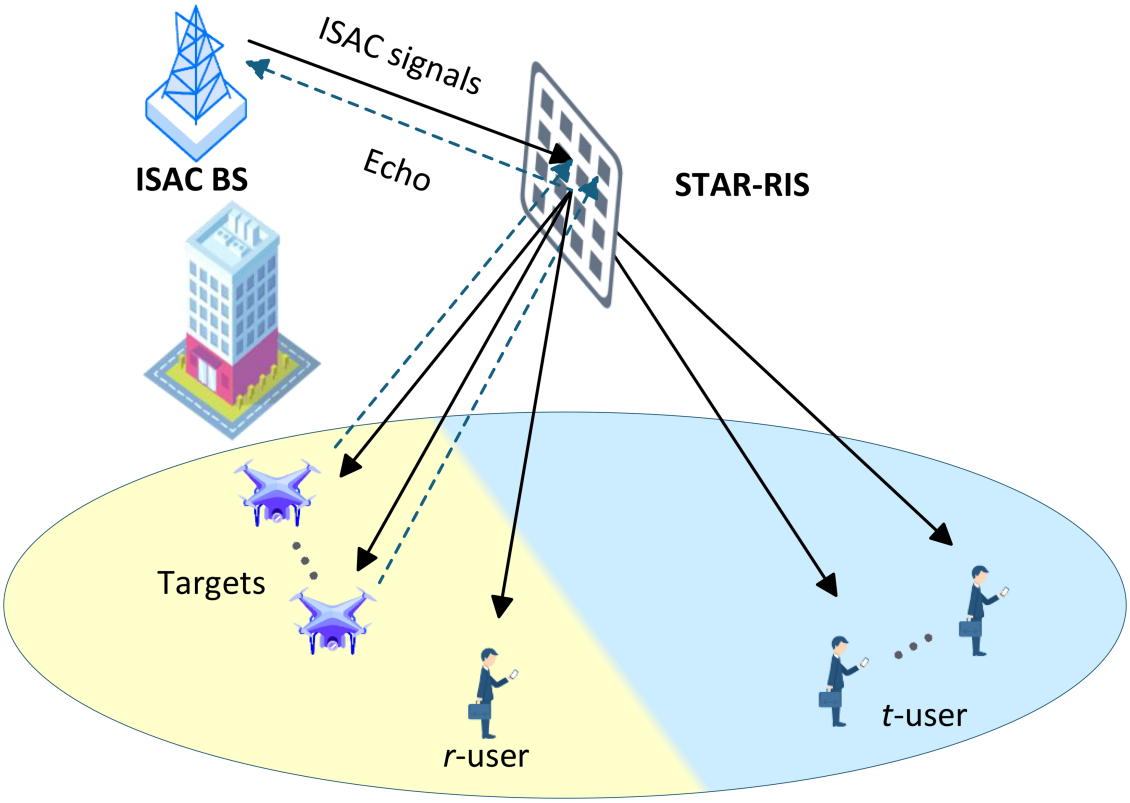

图 1　(网络版彩图) STAR-RIS 辅助的 ISAC 系统模型.

Figure 1　(Color online) STAR-RIS-aided ISAC system.

表 1　系统参数.

Table 1　System parameters.

Parameter	Description
$\boldsymbol{H}_{br}$	Channel gain from the BS to the STAR-RIS
$\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}$	Channel gain from the STAR-RIS to r-user k
$\boldsymbol{h}_{r,l}^{\mathrm{H}}$	Channel gain from the STAR-RIS to t-user l
$\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}}$	Channel gain from the STAR-RIS to target t
α_t	Radar cross section of target t
ρ_t^2	Expected value of the squared modulus of the complex RCS of target t
$P_{\max}$	Maximum power budget of the base station
Γ_s	Required minimum radar SINR
Γ_c	Required minimum communication SINR

一构造发射信号协方差, 假设通信符号和专用感知符号均为零均值、单位功率且相互统计独立. 即 $\mathbb{E}\{s_k s_m^*\} = \mathbb{E}\{s_l s_m^*\} = 0$, $\mathbb{E}\{s_k s_k^*\} = \mathbb{E}\{s_l s_l^*\} = \mathbb{E}\{s_m s_m^*\} = 1$. 需要说明的是, 此处统计独立性仅用于消除发射协方差中的交叉相关项, 并不表示通信与专用感知信号占用相互正交的时频资源, 也不意味着二者在接收端物理上互不干扰. 假设两类信号共用基站阵列、时频资源、总发射功率预算和 STAR-RIS 透射 – 反射系数, 并通过联合波束赋形协调通信与感知性能. 同时, 假设不同用户的通信符号不相关, 即 $\mathbb{E}\{s_i s_j^*\} = 0, i \neq j$. 简单起见, 定义 $\boldsymbol{W} \triangleq [\boldsymbol{w}_1, \ldots, \boldsymbol{w}_K, \boldsymbol{w}_{K+1}, \ldots, \boldsymbol{w}_{K+L}, \ldots, \boldsymbol{w}_{K+L+M}] \in \mathbb{C}^{M\times(K+L+M)}$, 其中 $\boldsymbol{w}_j \in \mathbb{C}^{M\times 1}$, $j \in \{1, \ldots, K+L+M\}$ 代表 $\boldsymbol{W}$ 的第 j 列, $\boldsymbol{s} \triangleq [s_1, \ldots, s_K, s_{K+1} \ldots, s_{K+L}, \ldots, s_{K+L+M}]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{C}^{(K+L+M)\times 1}$. 令 $\boldsymbol{R} = \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{w}_k \boldsymbol{w}_k^{\mathrm{H}} +$

$\sum_{l=1}^{L}\boldsymbol{w}_l\boldsymbol{w}_l^{\mathrm{H}}+\sum_{m=1}^{M}\boldsymbol{w}_m\boldsymbol{w}_m^{\mathrm{H}}$, 其中 $\boldsymbol{R}_j=\boldsymbol{w}_j\boldsymbol{w}_j^{\mathrm{H}}$, $j\in\{1,\ldots,K+L+M\}$.

2.2　STAR-RIS 模型

假设 STAR-RIS 采用能量分割协议同时透射和反射入射信号. 具体地, STAR-RIS 的每个单元将接收的信号分成两部分, 然后分别转发到透射和反射空间, 用于通信和感知. $\boldsymbol{\Phi}_t\in\mathbb{C}^{N\times N}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}_r\in\mathbb{C}^{N\times N}$ 分别表示透射系数和反射系数矩阵, 其数学模型为

$$\boldsymbol{\Phi}_i\triangleq\mathrm{diag}\left(\sqrt{\beta_{i,1}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_{i,1}},\ldots,\sqrt{\beta_{i,N}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_{i,N}}\right),\forall i\in\{t,r\},\tag{2}$$

其中 $\sqrt{\beta_{i,n}}\in[0,1]$ 和 $\varphi_{i,n}\in[0,2\pi)$ 分别是透射系数 ($i=t$) 或反射系数 ($i=r$) 的第 n 个 STAR-RIS 单元的幅度和相移, $n\in\{1,2,\ldots,N\}$. 一般情况下, 假设透射系数和反射系数的相移可以独立调节, 其幅值需要满足能量守恒定律 $\beta_{t,n}+\beta_{r,n}=1$.

2.3　通信模型

根据式 (1) 和 (2), 对于 r-user, 用户 k 接收的信号可以表示为

$$y_{c,k}=\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{W}\boldsymbol{s}+n_k,k\in\mathcal{K},\tag{3}$$

其中, $\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}$, $\boldsymbol{H}_{br}$ 分别为 STAR-RIS 到 r-user k 的信道增益, 基站到 STAR-RIS 的信道增益, n_k 是具有零均值和方差 σ_k^2 的加性高斯噪声. 定义 $\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r\boldsymbol{H}_{br}\in\mathbb{C}^{1\times M}$, 用户 k 的 SINR 可表示为

$$\gamma_{c,k}=\frac{|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k|^2}{\sum_{j\neq k}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2+\sigma_k^2},k\in\mathcal{K}.\tag{4}$$

类似地, t-user l 的 SINR 可以表示为

$$\gamma_{c,l}=\frac{|\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_l|^2}{\sum_{j\neq l}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2+\sigma_l^2},l\in\mathcal{L},\tag{5}$$

其中, $\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{h}_{r,l}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_t\boldsymbol{H}_{br}\in\mathbb{C}^{1\times M}$, $\boldsymbol{h}_{r,l}^{\mathrm{H}}$ 为 STAR-RIS 到 t-user l 的信道增益. 基于此, 多反射和透射用户的通信和速率为

$$R_c=\sum_{k=1}^{K}\log_2\left(1+\gamma_{c,k}\right)+\sum_{l=1}^{L}\log_2\left(1+\gamma_{c,l}\right).\tag{6}$$

2.4　感知模型

为了实现目标感知性能增强, 一种常见的方法是最大化指向目标的信号功率, 同时最小化其他方向上的信号功率. 在目标位置已知的前提下, 目标距离、速度及角度等参数估计精度的克拉美 – 罗下界通常与回波 SINR 成反比关系. 为简化问题建模与后续分析, 本文以回波 SINR 作为感知精度指标. 考虑到回波信号的往返特性, 为了提高感知性能, STAR-RIS 通常位于离目标更近的位置. 与文献 [13, 24, 26] 中的工作类似, 本文省略了通信用户由于严重的往返路径损耗和物理障碍而引起的杂波信号, 并且假设基站可完全获悉信道状态信息和目标位置. 基站接收目标 t 的回波信号可表示为

$$\boldsymbol{y}_{s,t}=\alpha_t\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{g}_{r,t}\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{W}\boldsymbol{s}+z_t,\tag{7}$$

其中, $\alpha_t\in\mathcal{CN}(0,\rho_t^2)$ 为第 t 个点状目标的复反射系数, $\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}}$ 为 STAR-RIS 到目标 t 的信道增益, $z_t\in\mathcal{CN}(0,\sigma_t^2\boldsymbol{I})$ 表示加性高斯白噪声向量. 由于通信符号和专用感知符号均由 ISAC 基站产生, 在发射信号完全已知且收发理想同步的条件下, 基站可利用该发射信号作为本地参考对接收回波进行处理. 因此, 经目标 t 返回的各发射信号

分量共同构成期望回波, 经其他目标反射的回波则构成多目标干扰; 通信信号分量不作为未知随机干扰单独计入感知 SINR 分母. 令 $\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}} = \boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\Phi}_r \boldsymbol{H}_{br} \in \mathbb{C}^{1\times M}$, 目标回波 SINR 可以表示为

$$\gamma_{s,t} = \frac{\rho_t^2 \parallel \boldsymbol{g}_t \boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}} \boldsymbol{W} \boldsymbol{s} \parallel_2^2}{\sum_{j\neq t}^{T} \rho_j^2 \parallel \boldsymbol{g}_j \boldsymbol{g}_j^{\mathrm{H}} \boldsymbol{W} \boldsymbol{s} \parallel_2^2 + \sigma_t^2}. \tag{8}$$

在实际场景中, 同步误差、信道估计误差和硬件失配等非理想因素可能导致实际发射信号与本地参考信号不一致, 使接收回波无法得到理想处理, 从而在感知接收端引入残余干扰. 为明确系统性能的上界, 本文暂不考虑上述非理想因素, 所得结果可作为该共享资源 ISAC 架构下理想性能的参考基准.

2.5　问题描述

本文通过联合设计基站发射波束赋形矩阵 $\boldsymbol{W}$、STAR-RIS 反射与透射波束赋形矩阵 $\boldsymbol{\Phi}_r$ 和 $\boldsymbol{\Phi}_t$, 最大化可实现的通信和速率, 同时保证最差感知 SINR 需求 Γ_s、最低通信 SINR 需求 Γ_c 和最大发射功率预算 $P_{\max}$. 可建模如下优化问题:

$$(\mathcal{P}_1): \max_{\boldsymbol{\Phi}_r, \boldsymbol{\Phi}_t, \boldsymbol{W}} R_c \tag{9a}$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{j=1}^{K+L+M} \|\boldsymbol{w}_j\|^2 \leqslant P_{\max}, \tag{9b}$$

$$\gamma_{s,t} \geqslant \Gamma_s, \forall t \in \mathcal{T}, \tag{9c}$$

$$\gamma_{c,k} \geqslant \Gamma_c, \forall k \in \mathcal{K}, \tag{9d}$$

$$\gamma_{c,l} \geqslant \Gamma_c, \forall l \in \mathcal{L}, \tag{9e}$$

$$\beta_{t,n} + \beta_{r,n} = 1, \forall n \in N, \tag{9f}$$

$$\sqrt{\beta_{i,n}} \in [0,1], \varphi_{i,n} \in [0, 2\pi), \forall n \in N, i \in \{t, r\}, \tag{9g}$$

其中, 约束条件 (9b) 为发射功率约束, (9c) 为目标的感知性能约束, (9d) 和 (9e) 为用户的通信性能约束, (9f) 和 (9g) 为 STAR-RIS 相移矩阵约束. 由于发射波束赋形矩阵与 STAR-RIS 相移矩阵两类变量之间存在强耦合性, 上述问题中的目标函数 $\mathcal{P}_1$ 呈现出 NP 难特性, 难以推导出该公式化问题的封闭式表达式. 针对这一问题, 本文设计一种基于交替优化框架的高效求解方案.

3　混合波束赋形联合设计方案

3.1　优化问题转换

针对优化问题 $(\mathcal{P}_1)$ 的非凸性, 本文采用 WMMSE 方法 [30] 将目标函数转化成更易于处理的形式. 将 r-user k 和 t-user l 的接收信号的估计信号表示为

$$\hat{e}_k = u_k^* y_{c,k}, \hat{e}_l = u_l^* y_{c,l}, \tag{10}$$

其中 u_k 和 u_l 表示估计信号的接收解码器. r-user k 处的估计信号的均方误差可以表示为

$$\varepsilon_k = \mathbb{E}\left[|\hat{e}_k - e_k|^2\right] = |u_k|^2 \left(\sum_{j=1}^{K+L+M} |\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w}_j|^2 + \sigma^2 \right) - 2\Re\{u_k^* \boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w}_k\} + 1. \tag{11}$$

类似地, t-user l 处的估计信号的均方误差可以表示为

$$\varepsilon_l = \mathbb{E}\left[|\hat{e}_l - e_l|^2\right] = |u_l|^2 \left(\sum_{j=1}^{K+L+M} |\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w}_j|^2 + \sigma^2 \right) - 2\Re\{u_l^* \boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w}_l\} + 1. \tag{12}$$

通过引入辅助变量 $\boldsymbol{a}$, 优化问题 $(\mathcal{P}_1)$ 可被转换为

$$(\mathcal{P}_2): \max_{\boldsymbol{\Phi}_r,\boldsymbol{\Phi}_t,\boldsymbol{W},\boldsymbol{u},\boldsymbol{a}} \hat{R}_c \tag{13a}$$

$$\text{s.t.} \quad (9\text{b}) \sim (9\text{g}), \tag{13b}$$

其中, $\hat{R}_c = \sum_{k=1}^{K}(a_k\varepsilon_k - \log a_k) + \sum_{l=1}^{L}(a_l\varepsilon_l - \log a_l)$. 注意, 由于变量高度耦合, 问题 $(\mathcal{P}_2)$ 仍然是联合非凸的, 难以直接求解. 可以通过迭代的方式优化各变量, 直到达到收敛. 令 $\hat{R}_c$ 对 u_k, a_k 和 u_l, a_l 的偏导数等于零, 得到各变量的最优值分别为

$$u_k^{opt} = \frac{\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k}{\sum_{j=1}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2 + \sigma_k^2}, a_k^{opt} = \frac{1}{\varepsilon_k^{opt}}, k \in \mathcal{K}, \tag{14}$$

$$u_l^{opt} = \frac{\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_l}{\sum_{j=1}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2 + \sigma_l^2}, a_l^{opt} = \frac{1}{\varepsilon_l^{opt}}, l \in \mathcal{L}. \tag{15}$$

将 u_k^{opt} 和 u_l^{opt} 分别代入 ε_k 和 ε_l, 获得最佳 ε_k^{opt}, ε_l^{opt} 如下:

$$\varepsilon_k^{opt} = 1 - \frac{|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k|^2}{\sum_{j=1}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2 + \sigma_k^2}, k \in \mathcal{K}, \tag{16}$$

$$\varepsilon_l^{opt} = 1 - \frac{|\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_l|^2}{\sum_{j=1}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2 + \sigma_l^2}, l \in \mathcal{L}. \tag{17}$$

3.2　发射波束赋形设计

基于获得的最优 $\boldsymbol{u}$, $\boldsymbol{a}$, $\boldsymbol{\varepsilon}$ 和给定的 $\boldsymbol{\Phi}_r$, $\boldsymbol{\Phi}_t$, 可进一步优化 $\boldsymbol{W}$. 将 ε_k 和 ε_l 代入到问题 $(\mathcal{P}_2)$ 中并排除与 $\boldsymbol{W}$ 无关的项, 目标函数关于 $\boldsymbol{W}$ 可以写成如下二次型:

$$\min_{\boldsymbol{W}} \sum_{k=1}^{K}\left(a_k|u_k|^2\sum_{j=1}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2 - 2\Re\left\{a_k u_k^*\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k\right\}\right) + \sum_{l=1}^{L}\left(a_l|u_l|^2\sum_{j=1}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2 - 2\Re\left\{a_l u_l^*\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_l\right\}\right). \tag{18}$$

将目标函数转变成矩阵形式

$$\min_{\boldsymbol{W}} \mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{B}\boldsymbol{W}\right) - 2\Re\left\{\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{C}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\right)\right\}, \tag{19}$$

其中, $\boldsymbol{B} = \sum_{k=1}^{K}a_k|u_k|^2\boldsymbol{h}_k\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}} + \sum_{l=1}^{L}a_l|u_l|^2\boldsymbol{h}_l\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}} \in \mathbb{C}^{M\times M}$, $\boldsymbol{C} \in \mathbb{C}^{M\times(K+L+M)}$, 其第 j 列为

$$\boldsymbol{c}_j = \begin{cases} a_k u_k\boldsymbol{h}_k, & j = k \in \mathcal{K}, \\ a_l u_l\boldsymbol{h}_l, & j = l \in \mathcal{L}, \\ \boldsymbol{0}, & \text{otherwise}. \end{cases} \tag{20}$$

对于发射功率约束 (9b), 可以转化为

$$\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\right) \leqslant P_{\max}. \tag{21}$$

感知约束 (9c) 可用 SCA [31] 处理, 其过程如下:

$$\frac{\rho_t^2\,\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}\right)}{\sum_{j\neq t}^{T}\rho_j^2\,\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_j\boldsymbol{W}\right) + \sigma_t^2} \geqslant \Gamma_s, \tag{22}$$

其中, $\boldsymbol{G}_t = \boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}}\boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}} \in \mathbb{C}^{M\times M}$, 经过处理后可得到

$$\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}\right) \geqslant \frac{\Gamma_s}{\rho_t^2}\left(\sum_{j\neq t}^{T}\rho_j^2\,\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_j\boldsymbol{W}\right) + \sigma_t^2\right). \tag{23}$$

对不等式 (23) 左项线性化, 由于它是一个凸函数, 可以对其在当前点 $\boldsymbol{W}^{(i)}$ 处做一阶泰勒展开 [32], 得到下界

$$\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}\right) \geqslant -\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{(i)^{\mathrm{H}}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}^{(i)}\right) + 2\Re\left\{\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{(i)^{\mathrm{H}}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}\right)\right\}. \tag{24}$$

将式 (24) 代入原约束 (23), 得到

$$2\Re\left\{\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{(i)^{\mathrm{H}}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}\right)\right\} - \mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{(i)^{\mathrm{H}}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}^{(i)}\right) \geqslant \frac{\Gamma_s}{\rho_t^2}\left(\sum_{j\neq t}^{T}\rho_j^2\,\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_j\boldsymbol{W}\right)+\sigma_t^2\right). \tag{25}$$

对于通信约束 (9d) 和 (9e), 均采用 SCA 进行处理, 同理可得到

$$\left|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k^{(i)}\right|^2 + 2\Re\left\{(\boldsymbol{w}_k^{(i)})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_k(\boldsymbol{w}_k-\boldsymbol{w}_k^{(i)})\right\} \geqslant \frac{\Gamma_c}{\Gamma_c+1}\left(\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{W}\right)+\sigma_k^2\right), k\in\mathcal{K}, \tag{26}$$

$$\left|\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_l^{(i)}\right|^2 + 2\Re\left\{(\boldsymbol{w}_l^{(i)})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_l(\boldsymbol{w}_l-\boldsymbol{w}_l^{(i)})\right\} \geqslant \frac{\Gamma_c}{\Gamma_c+1}\left(\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_l\boldsymbol{W}\right)+\sigma_l^2\right), l\in\mathcal{L}, \tag{27}$$

其中, $\boldsymbol{H}_k=\boldsymbol{h}_k\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}$, $\boldsymbol{H}_l=\boldsymbol{h}_l\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}$. 现在, 需解决的优化问题如下:

$$(\mathcal{P}_{2a}): \min_{\boldsymbol{W}} \mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{B}\boldsymbol{W}\right) - 2\Re\left\{\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{C}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\right)\right\} \tag{28a}$$

$$\text{s.t.} \quad \mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\right) \leqslant P_{\max}, \tag{28b}$$

$$2\Re\left\{\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{(i)^{\mathrm{H}}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}\right)\right\} - \mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{(i)^{\mathrm{H}}}\boldsymbol{G}_t\boldsymbol{W}^{(i)}\right) \geqslant \frac{\Gamma_s}{\rho_t^2}\left(\sum_{j\neq t}^{T}\rho_j^2\,\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}_j\boldsymbol{W}\right)+\sigma_t^2\right), t\in\mathcal{T}, \tag{28c}$$

$$\left|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k^{(i)}\right|^2 + 2\Re\left\{(\boldsymbol{w}_k^{(i)})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_k(\boldsymbol{w}_k-\boldsymbol{w}_k^{(i)})\right\} \geqslant \frac{\Gamma_c}{\Gamma_c+1}\left(\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{W}\right)+\sigma_k^2\right), k\in\mathcal{K}, \tag{28d}$$

$$\left|\boldsymbol{h}_l^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_l^{(i)}\right|^2 + 2\Re\left\{(\boldsymbol{w}_l^{(i)})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_l(\boldsymbol{w}_l-\boldsymbol{w}_l^{(i)})\right\} \geqslant \frac{\Gamma_c}{\Gamma_c+1}\left(\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_l\boldsymbol{W}\right)+\sigma_l^2\right), l\in\mathcal{L}. \tag{28e}$$

由于上述问题是凸形式的二次约束二次规划 (quadratic constraint quadratic programming, QCQP), 可以使用标准方法如 CVX 来求解.

3.3　STAR-RIS 透射 – 反射矩阵设计

令 $\boldsymbol{\phi}_i=(\sqrt{\beta_{i,1}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_{i,1}},\ldots,\sqrt{\beta_{i,N}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_{i,N}})^{\mathrm{H}}\in\mathbb{C}^{N\times 1}$, $\boldsymbol{\Phi}_i=\mathrm{diag}(\boldsymbol{\phi}_i^{\mathrm{H}}), i\in\{t,r\}$. 固定 $\boldsymbol{W}$, 并去除无关项, $\boldsymbol{\Phi}_r$ 和 $\boldsymbol{\Phi}_t$ 的优化目标函数可简化为

$$\min_{\boldsymbol{\phi}_r,\boldsymbol{\phi}_t} \boldsymbol{\phi}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D}_r\boldsymbol{\phi}_r - 2\Re\left\{\boldsymbol{\phi}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{f}_r\right\} + \boldsymbol{\phi}_t^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D}_t\boldsymbol{\phi}_t - 2\Re\left\{\boldsymbol{\phi}_t^{\mathrm{H}}\boldsymbol{f}_t\right\}, \tag{29}$$

其中, $\boldsymbol{D}_r=\sum_{k=1}^{K}\left(a_k|u_k|^2\,\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\sum_{j=1}^{K+L+M}\boldsymbol{w}_j\boldsymbol{w}_j^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{r,k})\right)$, $\boldsymbol{f}_r=\sum_{k=1}^{K}a_ku_k^*\,\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{w}_k$, $\boldsymbol{D}_t=\sum_{l=1}^{L}\left(a_l|u_l|^2\,\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{r,l}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\sum_{j=1}^{K+L+M}\boldsymbol{w}_j\boldsymbol{w}_j^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{r,l})\right)$, $\boldsymbol{f}_t=\sum_{l=1}^{L}a_lu_l^*\,\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{r,l}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{w}_l$. 进一步可转化为

$$\min_{\boldsymbol{\phi}_r,\boldsymbol{\phi}_t} \boldsymbol{\phi}_a^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{D}}_r\boldsymbol{\phi}_a - 2\Re\left\{\boldsymbol{\phi}_a^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}_r\boldsymbol{\phi}_a\right\} + \boldsymbol{\phi}_b^{\mathrm{H}}\widetilde{\boldsymbol{D}}_t\boldsymbol{\phi}_b - 2\Re\left\{\boldsymbol{\phi}_b^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}_t\boldsymbol{\phi}_b\right\}, \tag{30}$$

其中, $\boldsymbol{\phi}_a=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\phi}_r\\1\end{bmatrix}$, $\boldsymbol{\phi}_b=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\phi}_t\\1\end{bmatrix}$, $\widetilde{\boldsymbol{D}}_r=\begin{bmatrix}\boldsymbol{D}_r&\boldsymbol{0}\\\boldsymbol{0}^{\mathrm{T}}&0\end{bmatrix}$, $\widetilde{\boldsymbol{D}}_t=\begin{bmatrix}\boldsymbol{D}_t&\boldsymbol{0}\\\boldsymbol{0}^{\mathrm{T}}&0\end{bmatrix}$, $\boldsymbol{F}_r=\begin{bmatrix}\boldsymbol{0}&\frac{1}{2}\boldsymbol{f}_r\\\frac{1}{2}\boldsymbol{f}_r^{\mathrm{H}}&0\end{bmatrix}$, $\boldsymbol{F}_t=\begin{bmatrix}\boldsymbol{0}&\frac{1}{2}\boldsymbol{f}_t\\\frac{1}{2}\boldsymbol{f}_t^{\mathrm{H}}&0\end{bmatrix}$. 把目标函数转化为矩阵形式, 有

$$\min_{\boldsymbol{\Psi}_r,\boldsymbol{\Psi}_t} \mathrm{Tr}(\widetilde{\boldsymbol{D}}_r\boldsymbol{\Psi}_r) - 2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}_r\boldsymbol{\Psi}_r)\right\} + \mathrm{Tr}(\widetilde{\boldsymbol{D}}_t\boldsymbol{\Psi}_t) - 2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}_t\boldsymbol{\Psi}_t)\right\}, \tag{31}$$

其中, $\boldsymbol{\Psi}_r=\boldsymbol{\phi}_a\boldsymbol{\phi}_a^{\mathrm{H}}$, $\boldsymbol{\Psi}_t=\boldsymbol{\phi}_b\boldsymbol{\phi}_b^{\mathrm{H}}$, $\boldsymbol{\Psi}_r\succeq 0$, $\boldsymbol{\Psi}_t\succeq 0$, $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\Psi}_r)=1$, $\mathrm{Rank}(\boldsymbol{\Psi}_t)=1$.

对于感知约束 (9c), 可以采取以下处理:

$$\gamma_{s,t}=\frac{\rho_t^2\parallel \boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}\parallel_2^2}{\sum_{j\neq t}^{T}\rho_j^2\parallel \boldsymbol{g}_j\boldsymbol{g}_j^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}\parallel_2^2+\sigma_t^2}=\frac{\rho_t^2\,\mathrm{Tr}(\boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}})}{\sum_{j\neq t}^{T}\rho_j^2\,\mathrm{Tr}(\boldsymbol{g}_j\boldsymbol{g}_j^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{g}_j\boldsymbol{g}_j^{\mathrm{H}})+\sigma_t^2}. \tag{32}$$

对于式 (32) 分子部分经过数学处理得到

$$\begin{aligned}\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}}\right)&=\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{g}_{r,t}\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{R}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{g}_{r,t}\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r\boldsymbol{H}_{br}\right)\\&=\mathrm{Tr}\left(\mathrm{diag}(\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}\left(\boldsymbol{g}_{r,t}\right)\boldsymbol{\phi}_r\boldsymbol{\phi}_r^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}(\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{R}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}\left(\boldsymbol{g}_{r,t}\right)\boldsymbol{\phi}_r\boldsymbol{\phi}_r^{\mathrm{H}}\right).\end{aligned} \tag{33}$$

通过等式 $\mathrm{Tr}(\boldsymbol{efgh})=(\mathrm{vec}(\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}))^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{g}^{\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{e})\,\mathrm{vec}(\boldsymbol{f})$, 式 (33) 可化简为

$$\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{g}_t\boldsymbol{g}_t^{\mathrm{H}}\right)=\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r, \tag{34}$$

其中, $\boldsymbol{U}=\mathrm{diag}(\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{R}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}\left(\boldsymbol{g}_{r,t}\right)\otimes\mathrm{diag}(\boldsymbol{g}_{r,t}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}\left(\boldsymbol{g}_{r,t}\right)$, $\hat{\boldsymbol{\phi}}_r=\mathrm{vec}(\boldsymbol{\phi}_r\boldsymbol{\phi}_r^{\mathrm{H}})$. 由于所涉及的二次形式, 该项仍然是非凸的. 为了解决这个问题, 应用 SCA 方法, 通过其一阶泰勒展开来处理. 具体而言, 考虑以下代理函数

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\approx\left(\frac{\partial\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)}{\partial\hat{\boldsymbol{\phi}}_r}|_{\hat{\boldsymbol{\phi}}_r=\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}}\right)^{\mathrm{T}}\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r-\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)+\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}, \tag{35}$$

其中, $\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}$ 表示第 l 次迭代处的可行点. 在每次迭代之后, 将根据所获得的最优解来更新 $\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}$.

假设 $\hat{\boldsymbol{\phi}}_r$ 和 $\boldsymbol{U}$ 是复数, 设 $\hat{\boldsymbol{\phi}}_r=\Re(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r)+\mathrm{j}\Im(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r)$ 和 $\boldsymbol{U}=\Re(\boldsymbol{U})+\mathrm{j}\Im(\boldsymbol{U})$. 经过矩阵运算, 可以得到

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r=&\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\right)\Re\left(\boldsymbol{U}\right)\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)+\Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\right)\Im\left(\boldsymbol{U}\right)\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)-\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\right)\Im\left(\boldsymbol{U}\right)\Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)\\&+\Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\right)\Re\left(\boldsymbol{U}\right)\Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)-\Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\right)\Im\left(\boldsymbol{U}\right)\Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)-\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\right)\Im\left(\boldsymbol{U}\right)\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right).\end{aligned} \tag{36}$$

然后, 可以进一步转换为

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r=\left[\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\right)\ \Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\right)\right]\begin{bmatrix}\Re\left(\boldsymbol{U}\right)&\Im\left(\boldsymbol{U}\right)\\\Im\left(\boldsymbol{U}\right)&\Re\left(\boldsymbol{U}\right)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)\\\Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)\end{bmatrix}=\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r, \tag{37}$$

其中, $\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r=\begin{bmatrix}\Re\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)\\\Im\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)\end{bmatrix}$, $\widetilde{\boldsymbol{U}}=\begin{bmatrix}\Re\left(\boldsymbol{U}\right)&-\Im\left(\boldsymbol{U}\right)\\\Im\left(\boldsymbol{U}\right)&\Re\left(\boldsymbol{U}\right)\end{bmatrix}$, $\widetilde{\boldsymbol{U}}$ 为对称矩阵. 在微分式 (37) 之后, 可以得到

$$\frac{\partial\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r\right)}{\partial\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r}=2\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r. \tag{38}$$

把式 (38) 带入式 (35) 可以化简得到

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r=\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r\approx 2\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r-\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}. \tag{39}$$

定义 $\boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}=\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}$, 经过数学运算有

$$\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r=\Re\left(\bar{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right), \tag{40}$$

其中, $\bar{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{U}_{1:N^2}^{\mathrm{T}}-\mathrm{j}\boldsymbol{U}_{N^2+1:2N^2}^{\mathrm{T}}$, 表示将维度为 $1\times 2N^2$ 的向量 $\boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}$ 转换为维度为 $1\times N^2$ 的向量 $\bar{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}$ 的过程. 然后, 根据矩阵计算原理, 式 (40) 可以重新表示为

$$\Re\left(\bar{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{\phi}}_r\right)=\Re\left(\boldsymbol{\phi}_r^{\mathrm{H}}(\sum\bar{\boldsymbol{U}})\boldsymbol{\phi}_r\right), \tag{41}$$

其中, $\sum \bar{\boldsymbol{U}}$ 表示将维数为 $1\times N^2$ 的向量 $\bar{\boldsymbol{U}}^{\mathrm{H}}$ 变换为维数为 $N\times N$ 的矩阵的过程. 因此, 式 (32) 的分子部分可以重新表述为

$$2\Re\left(\boldsymbol{\phi}_r^{\mathrm{H}}(\sum\bar{\boldsymbol{U}})\boldsymbol{\phi}_r\right)-\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}=2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}\boldsymbol{\Psi}_r)\right\}-\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)},\tag{42}$$

其中, $\boldsymbol{F}=\begin{bmatrix}\sum\bar{\boldsymbol{U}} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}$. 对于式 (32) 分母的干扰部分, 同理可得

$$2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{L}_j\boldsymbol{\Psi}_r)\right\}-\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{I}}_j\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)},\tag{43}$$

其中, $\boldsymbol{L}_j=\left[\begin{smallmatrix}\sum\bar{\boldsymbol{i}}_j & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{0}\end{smallmatrix}\right]$, $\boldsymbol{I}_j=\mathrm{diag}(\boldsymbol{g}_{r,j}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{R}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}\left(\boldsymbol{g}_{r,j}\right)\otimes\mathrm{diag}(\boldsymbol{g}_{r,j}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{H}_{br}^{\mathrm{H}}\,\mathrm{diag}\left(\boldsymbol{g}_{r,j}\right)$, $\widetilde{\boldsymbol{I}}_j=\left[\begin{smallmatrix}\Re(\boldsymbol{I}_j) & -\Im(\boldsymbol{I}_j)\\ \Im(\boldsymbol{I}_j) & \Re(\boldsymbol{I}_j)\end{smallmatrix}\right]$, $\boldsymbol{i}_j^{\mathrm{T}}=\left(\hat{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{I}}_j$, $\bar{\boldsymbol{i}}_j^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{i}_{j,1:N^2}^{\mathrm{T}}-\mathrm{j}\boldsymbol{i}_{j,N^2+1:2N^2}^{\mathrm{T}}$. 把上述近似和矩阵运算应用于感知约束, 得到

$$2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}\boldsymbol{\Psi}_r)\right\}-\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\geqslant\frac{\Gamma_s}{\rho_t^2}\left(\sum_{j\neq t}^{T}\rho_j^2(2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{L}_j\boldsymbol{\Psi}_r)\right\}-\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{I}}_j\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)})+\sigma_t^2\right).\tag{44}$$

对于通信约束 (9d), 采取以下处理:

$$\gamma_{c,k}=\frac{|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k|^2}{\sum_{j\neq k}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2+\sigma_k^2}=\frac{|\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{w}_k|^2}{\sum_{j\neq k}^{K+L+M}|\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{w}_j|^2+\sigma_k^2}\geqslant\Gamma_c.\tag{45}$$

定义 $\boldsymbol{u}_{b,c}=\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{r,b}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{w}_c$, 基于矩阵运算原理, 得到

$$|\boldsymbol{h}_{r,k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}_r\boldsymbol{H}_{br}\boldsymbol{w}_k|^2=|\boldsymbol{\phi}_r^{\mathrm{H}}\boldsymbol{u}_{k,k}|^2=\ \mathrm{Tr}(\boldsymbol{\phi}_a^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_{k,k}\boldsymbol{\phi}_a),\tag{46}$$

其中, $\boldsymbol{U}_{k,k}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{u}_{k,k}\boldsymbol{u}_{k,k}^{\mathrm{H}} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}$. 然后, 约束 (9d) 可以重新表述为

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{U}_{k,k}\boldsymbol{\Psi}_r)\geqslant\Gamma_c\left(\sum_{j\neq k}^{K+L+M}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{U}_{k,j}\boldsymbol{\Psi}_r)+\sigma_k^2\right),\forall k\in\mathcal{K}.\tag{47}$$

类似地, 约束 (9e) 可以变换成

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{U}_{l,l}\boldsymbol{\Psi}_t)\geqslant\Gamma_c\left(\sum_{j\neq l}^{K+L+M}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{U}_{l,j}\boldsymbol{\Psi}_t)+\sigma_l^2\right),\forall l\in\mathcal{L}.\tag{48}$$

通过采用 SDR [33] 技术来省略秩一约束, STAR-RIS 透射 – 反射系数矩阵优化问题可以重新构造如下:

$$(\mathcal{P}_{2b}):\min_{\boldsymbol{\Psi}_r,\boldsymbol{\Psi}_t}\ \mathrm{Tr}(\widetilde{\boldsymbol{D}}_r\boldsymbol{\Psi}_r)\ -2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}_r\boldsymbol{\Psi}_r)\right\}+\mathrm{Tr}(\widetilde{\boldsymbol{D}}_t\boldsymbol{\Psi}_t)\ -2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}_t\boldsymbol{\Psi}_t)\right\}\tag{49a}$$

$$\text{s.t.}\quad 2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}\boldsymbol{\Psi}_r)\right\}-\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\geqslant\frac{\Gamma_s}{\rho_t^2}\left(\sum_{j\neq t}^{T}\rho_j^2(2\Re\left\{\mathrm{Tr}(\boldsymbol{L}_j\boldsymbol{\Psi}_r)\right\}-\left(\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)}\right)^{\mathrm{T}}\widetilde{\boldsymbol{I}}_j\widetilde{\boldsymbol{\phi}}_r^{(l)})+\sigma_t^2\right),\forall t\in\mathcal{T},\tag{49b}$$

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{U}_{k,k}\boldsymbol{\Psi}_r)\geqslant\Gamma_c\left(\sum_{j\neq k}^{K+L+M}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{U}_{k,j}\boldsymbol{\Psi}_r)+\sigma_k^2\right),\forall k\in\mathcal{K},\tag{49c}$$

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{U}_{l,l}\boldsymbol{\Psi}_t)\geqslant\Gamma_c\left(\sum_{j\neq l}^{K+L+M}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{U}_{l,j}\boldsymbol{\Psi}_t)+\sigma_l^2\right),\forall l\in\mathcal{L},\tag{49d}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r(n,n)+\boldsymbol{\Psi}_t(n,n)\leqslant 1, n=1,\ldots,N, \tag{49e}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r\succeq 0, \boldsymbol{\Psi}_t\succeq 0. \tag{49f}$$

该问题是凸的, 通过 CVX 可以得到相应的最优解. 如果得到的解 $\boldsymbol{\Psi}_r^{opt}$ 和 $\boldsymbol{\Psi}_t^{opt}$ 满足秩一约束, 最佳的 $\boldsymbol{\phi}_a^{opt}$ 和 $\boldsymbol{\phi}_b^{opt}$ 可以通过特征值分解得到; 然后, 可以从 $\boldsymbol{\phi}_a^{opt}$ 和 $\boldsymbol{\phi}_b^{opt}$ 中提取相移矢量 $\boldsymbol{\phi}_r^{opt}$ 和 $\boldsymbol{\phi}_t^{opt}$; 否则, 应用高斯随机化 [34] 来恢复 $\boldsymbol{\phi}_r^{opt}$ 和 $\boldsymbol{\phi}_t^{opt}$. 最后通过 $\boldsymbol{\Phi}_i=\mathrm{diag}(\boldsymbol{\phi}_i^{\mathrm{H}})$ 得到 $\boldsymbol{\Phi}_r^{opt}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}_t^{opt}$.

3.4　算法复杂度分析

综合上述各子问题的求解方法, 本文所提算法的具体流程如算法 1 所示. 在给定 STAR-RIS 相移矩阵条件下, 发射波束优化子问题经 WMMSE 等价变换与 SCA 后, 可转化为带有线性约束与二次约束的 QCQP 问题, 其优化变量维度为 $2M(K+L+M)$. 采用基于内点法的标准凸优化求解器时, 每次迭代的计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(M^3(K+L+M)^3\right)$. 在给定发射波束条件下, 相移矩阵优化子问题通过半定松弛转化为半定规划问题, 其包含两个 $(N+1)\times(N+1)$ Hermitian 半定矩阵变量, 按照半定规划的常用简化复杂度估计, 其计算复杂度为 $\mathcal{O}\left((N+1)^6\right)$. 综合上述分析, 所提交替优化算法的总体计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(I_{\mathrm{AO}}\left[M^3(K+L+M)^3+(N+1)^6\right]\right)$. 其中, I_{AO} 为外层迭代次数.

算法 1 Algorithm based on SCA and SDR for solving problem $\mathcal{P}_1$.

Input: Channel matrices $\{\boldsymbol{h}_k\},\{\boldsymbol{H}\},\{\boldsymbol{g}_t\}$, noise powers σ_k^2,σ_t^2, maximum transmit power $P_{\max}$, maximum iteration number $I_{\max}$, convergence tolerance ε;

Initialization: Wet iteration index $i=0$; initialize feasible $\boldsymbol{W}^{(0)}$, $\boldsymbol{\Phi}_r^{(0)}$ and $\boldsymbol{\Phi}_t^{(0)}$;

Compute the objective value $R^{(0)}$ according to $\boldsymbol{W}^{(0)}$, $\boldsymbol{\Phi}_r^{(0)}$ and $\boldsymbol{\Phi}_t^{(0)}$;

while $i\leqslant I_{\max}$ **and** $|R^{(i)}-R^{(i-1)}|\geqslant\varepsilon$ **do**

  Update auxiliary variables $\{u_k^{(i)},a_k^{(i)},u_l^{(i)},a_l^{(i)}\}$ according to (14) and (15);

  Fix $\boldsymbol{\Phi}_r^{(i)}$, $\boldsymbol{\Phi}_t^{(i)}$ and solve problem $\mathcal{P}_{2a}$ via SCA to obtain $\boldsymbol{W}^{(i+1)}$;

  Fix $\boldsymbol{W}^{(i+1)}$ and solve problem $\mathcal{P}_{2b}$ via SDR and SCA to obtain $\boldsymbol{\Psi}_r^{(i+1)}$, $\boldsymbol{\Psi}_t^{(i+1)}$;

  Use eigenvalue decomposition or randomization to obtain $\boldsymbol{\phi}_a^{(i+1)},\boldsymbol{\phi}_b^{(i+1)}$, which are subsequently used to update $\boldsymbol{\Phi}_r^{(i+1)},\boldsymbol{\Phi}_t^{(i+1)}$;

  Compute $R_c^{(i+1)}$ using (6);

  $i=i+1$;

end while

Output: $\boldsymbol{W}^{\star},\boldsymbol{\Phi}_r^{\star},\boldsymbol{\Phi}_t^{\star}$.

分析可见, 发射波束设计子问题的约束规模随参数 K, L 和 M 增长; STAR-RIS 系数优化子问题经 SDR 后实标量自由度为 $2(N+1)^2$, 采用通用内点法时, 求解开销随系统规模 N 快速增长. 因此, 增加基站天线数和 STAR-RIS 单元数能够提高系统的空间自由度及多区域服务能力, 但也会同步增加联合优化的计算复杂度. 这使得本文算法更适用于中小尺寸 STAR-RIS 系统的离线设计或慢时变波束更新场景, 而在大尺寸 STAR-RIS 或高移动性场景可能具有一定局限性.

4　方案性能分析

本节通过仿真结果来评估所提算法的性能. 对于 ISAC 系统的设置, 以 STAR-RIS 为中心, 基站位于 STAR-RIS 反射侧 (60°, 0°) 方向上且距离 STAR-RIS 30 m 的位置处, 透射空间和反射空间中的用户随机分布在半径为 20 m 的圆上, 目标随机出现在反射侧, 且与 STAR-RIS 间俯仰角为 30°. 其他主要仿真参数设置如表 2 所示, 其中, 路径损耗、莱斯因子、基站最大发射功率和噪声功率等参数设置主要参照文献 [28, 29], 其余参数根据本文系统模型和仿真场景作相应调整. 考虑将所有信道建模为 Rician 衰落信道, 其表示为 $\boldsymbol{H}=\sqrt{L_0\left(d\right)^{-\tau}}\left(\sqrt{\frac{\kappa}{k+1}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{LOS}}+\sqrt{\frac{1}{k+1}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{NLOS}}\right)$ [35], 其中 τ 表示与 $\boldsymbol{H}$ 相关联的路径损耗指数, L_0 表示参考距离 1 m 处的路径损耗, d 表示两台设备之间的距离. $\boldsymbol{H}_{\mathrm{LOS}}$ 为确定性的视距分量; $\boldsymbol{H}_{\mathrm{NLOS}}$ 为作为瑞利衰落的随机非视距分量模型.

表 2　仿真参数.

Table 2　Simulation parameters.

Parameter name	Value
Path loss at the reference distance of 1 m	$L_0 = -30$ dB
Path loss exponents	$\tau = 2$
Rician factor	$\kappa = 3$ dB
Number of antennas and STAR-RIS elements	$M = 8$, $N = 24$
Number of users and targets	$K = 2$, $L = 2$, $T = 2$
Maximum power budget of the base station	$P_{\max} = 20$ dBm
Maximum number of iterations	$I_{\max} = 50$
Convergence accuracy	$\varepsilon = 10^{-3}$
Noise power	$\sigma_i^2 = -80$ dBm, $\forall i \in \mathcal{K} + \mathcal{L} + \mathcal{T}$
Sensing and communicating SINR constraint	$\Gamma_s = \Gamma_c = 5$ dB

为评估所提方案的性能, 将其与以下三种方案进行对比. (1) Approximation-STAR-RIS 方案: 采用不等式近似 [36] 处理非凸目标, 并采用 SDR 优化基站发射波束, STAR-RIS 系数的处理方式与所提方案相同. (2) Conventional RIS 方案: 联合采用一个仅透射 RIS 和一个仅反射 RIS 来实现全空间覆盖. 具体地说, 两个传统 RIS 被一起部署在与 STAR-RIS 相同的位置. 同时, 假设各 RIS 包含 $N/2$ 个单元, 其中 N 是偶数. 该方案可以看作是采用能量分割协议的 STAR-RIS 的特例, 所得到的优化问题可以通过采用算法 1 来解决. (3) Random STAR-RIS 方案: 采用与所提方案相同的 N 个单元和逐单元能量守恒约束, 按照预设随机规则生成并固定透射 – 反射系数, 在此基础上, 只考虑基站的发射波束赋形设计, 利用本文所提方案对基站发射波束赋形矩阵 $\boldsymbol{W}$ 进行优化. 为保证对比的公平性, 除特别说明外, 各方案采用相同的系统参数设置.

图 2 验证了所提算法在不同发射天线数 M 和 STAR-RIS 单元数 N 配置下的收敛性能. 由图可见, 对于任意给定的 M 和 N, 系统和速率均在少数几次迭代内迅速收敛, 从而证实了所提迭代算法的有效性. 进一步可以观察到, 随着发射天线数 M 或 STAR-RIS 单元数 N 的增加, 所提方案的系统和速率显著提升. 这是由于更大的 M 提供了更高的空间自由度, 能实现高精度波束赋形与干扰抑制, 而更大的 N 增强了被动信道重构能力, 等效提升信道增益, 从而有效提升系统性能. 此外, 对比不同天线规模可以发现, 天线数 $M = 16$ 时的系统性能明显优于 $M = 8$ 时的系统性能, 这体现了大规模 MIMO 技术在无线通信系统中的重要性. 由于原始问题为非凸联合优化问题, 算法的收敛点会依赖初始值. 对于不同的可行初始值, 算法产生的目标函数值均能够趋于稳定, 但其收敛迭代次数和最终和速率存在一定差异. 其原因主要体现在两个方面: 一方面, 不同初始点会产生不同的初始凸近似及变量更新轨迹, 从而影响算法达到稳定状态所需的迭代次数; 另一方面, 由于原问题具有多个可能的局部稳定点, 不同初始值会引导迭代过程收敛至不同的局部解, 最终获得不同的系统和速率.

图 3 展示了系统和速率与总功率预算 $P_{\max}$ 的关系. 从图中可以观察到, 所有方案下的和速率都随着基站发射功率预算的增加呈现单调上升趋势. 这是因为更高的发射功率能够有效提升接收信号强度, 从而提高用户的信噪比, 最终带来系统速率的提升. 进一步对比不同方案的性能可以发现, 所提方案的系统和速率在所有发射功率范围内均优于其他三种对比方案, 体现出明显的通信性能优势. 具体而言, 相比 Approximation-STAR-RIS 方案, 本文方法利用 WMMSE 在接收滤波器和权重取最优值时建立和速率与加权 MSE 之间的等价关系, 并在每次 SCA 迭代中使用当前紧致的一阶内近似; Approximation-STAR-RIS 方案则直接以不等式代替非凸目标并对发射波束采用 SDR, 可能引入额外的代理目标偏差、松弛及恢复损失. 因此, 在相同硬件和约束下, 所提方法通常能够得到更优的解. 相比于 Conventional RIS 方案必须把 N 个单元固定划分为 $N/2$ 个反射单元和 $N/2$ 个透射单元; 在本文理想能量分割模式下, STAR-RIS 的每个单元均可同时产生透射和反射能量, 并可根据两侧用户、反射侧目标和瞬时信道连续调节能量与相位. 因此, 传统双 RIS 的固定分区配置可视为 STAR-RIS 可行配置中的一种受限情形, 所提方案具有更大的双侧联合调控自由度. 此外, Random STAR-RIS 方案的透射和反射

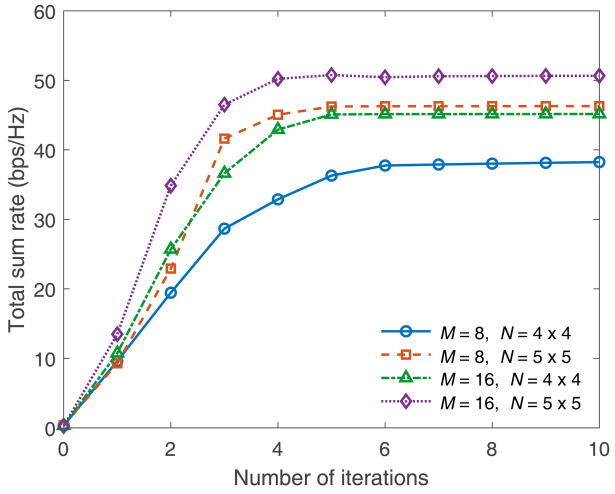

图 2　(网络版彩图) 所提算法收敛图.

Figure 2　(Color online) Convergence of the proposed algorithm.

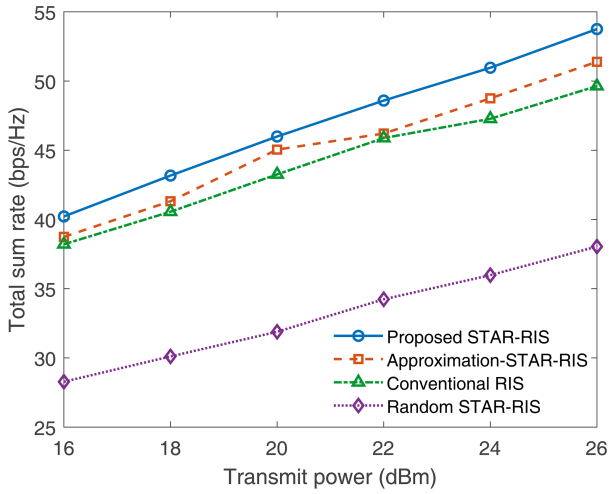

图 3　(网络版彩图) 和速率随发射功率变化曲线.

Figure 3　(Color online) Total sum rate versus transmit power in dBm.

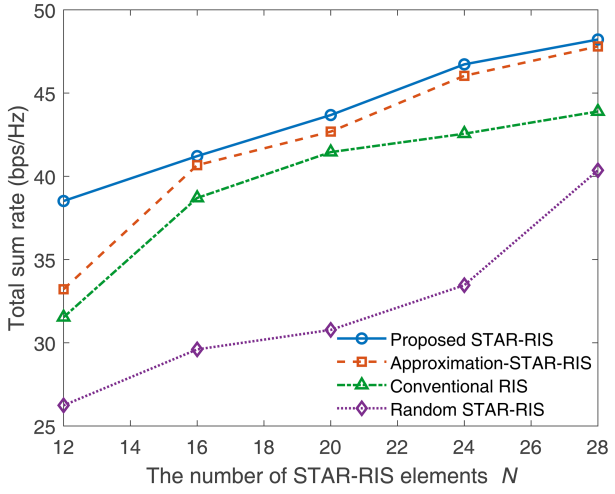

图 4　(网络版彩图) 单元数量 N 与和速率的关系.

Figure 4　(Color online) Relationship between the number of elements N and total sum rate.

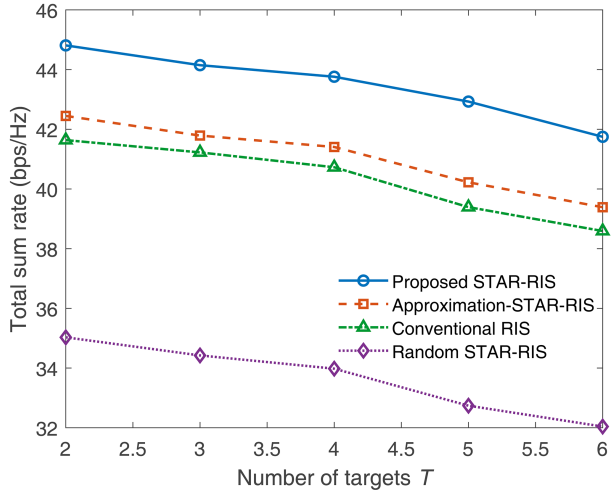

图 5　(网络版彩图) 目标数 T 与和速率的关系.

Figure 5　(Color online) Relationship between the number of targets T and total sum rate.

系数不随信道和 QoS 需求变化, 而所提方案联合优化基站发射波束与单元透射、反射系数, 可增强期望信号的相干叠加, 从而提高系统和速率.

图 4 给出了不同方案下 STAR-RIS 单元数 N 与系统和速率的关系. 可以观察到, 系统和速率随着 STAR-RIS 单元数 N 的增加而提高. 这清楚地表明, 添加更多的 STAR-RIS 单元有助于有效地减轻干扰并提高系统通信性能. 这是因为更大的 N 意味着 STAR-RIS 具有更多的可调单元, 从而能够对入射信号进行更精细的相位调控, 提高信号在期望方向上的叠加增益, 同时增强对干扰信号的抑制能力, 进而提升系统整体性能.

图 5 展示了在 ISAC 系统中不同感知目标 T 下的各方案的变化. T 增加不仅增加逐目标感知 SINR 约束的数量, 还使多目标回波干扰关系更复杂; 在固定天线、STAR-RIS 单元和总功率条件下, 为满足更多目标的最低回波质量, 系统可用于通信的功率和空间自由度受到进一步限制, 因此各方案的和速率总体下降.

此外, 图 6 中说明了感知阈值对通信系统性能的影响. 可以发现, 随着感知阈值 Γ_s 的增加, 所有方案下的和

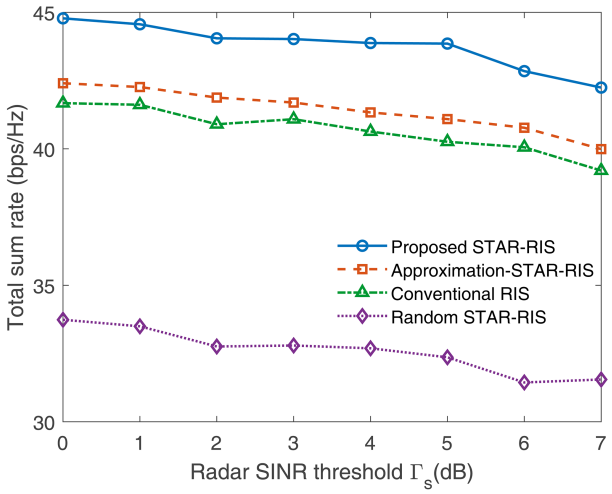

图 6　(网络版彩图) 感知阈值 Γ_s 与和速率的关系.

Figure 6　(Color online) Relationship between the sensing threshold Γ_s and total sum rate.

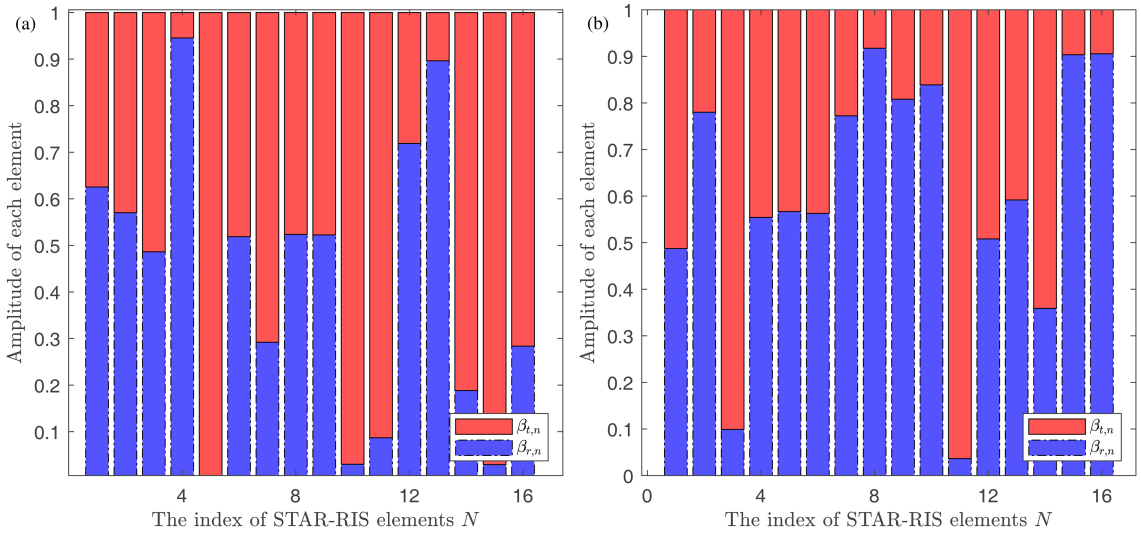

图 7　(网络版彩图) 不同感知阈值 Γ_s 下 STAR-RIS 单元的幅值. (a) $\Gamma_s = 0$ dB; (b) $\Gamma_s = 5$ dB.

Figure 7　(Color online) Amplitude of STAR-RIS elements under different perception thresholds Γ_s. (a) $\Gamma_s = 0$ dB; (b) $\Gamma_s = 5$ dB.

速率都会降低. 这是可以解释的, 因为在感知 SINR 较高的情况下, 更多的功率将用于目标检测, 从而用于通信的功率将减少, 从而导致总和速率的降低. 这一结果突出了在有限资源内通信和感知之间的权衡, 而实现高感知性能是以降低通信性能为代价的.

图 7 给出了不同感知 SINR 阈值 Γ_s 下各 STAR-RIS 单元的透射和反射能量分配系数 $\beta_{t,n}$ 和 $\beta_{r,n}$. 每个单元的最优配置由其对应的通信和感知级联信道、其他单元的相位配置、基站发射波束以及多用户和多目标干扰共同决定, 体现了 STAR-RIS 对入射信号的单元级自适应调控能力. 当感知阈值 Γ_s 提高时, 算法会重新联合优化 $\boldsymbol{W}$, $\beta_{r,n}$, $\beta_{t,n}$, $\varphi_{r,n}$ 和 $\varphi_{t,n}$. 由于感知 SINR 取决于所有单元反射信号的相干叠加, 而不是各单元反射系数的简单求和, 因此可能会出现部分单元的反射系数增大、部分单元减小. 该结果表明, 提高 Γ_s 引起的是 STAR-RIS 单元间能量和相位的整体重构, 而非所有单元反射系数的同步增加. 为进一步表征整体能量分配变化, 定义平均反射能量分配系数为 $\bar{\beta}_r = N^{-1}\sum_{n=1}^{N}\beta_{r,n}$. 仿真结果表明, 随着 Γ_s 提高, $\bar{\beta}_r$ 由 0.419 变化为 0.605, 说明系统整体上向目标所在的反射空间分配了更多能量.

5　结论

本文围绕 STAR-RIS 辅助 ISAC 系统中的主动 – 被动 – 透射波束赋形的联合优化问题展开研究. 在考虑发射功率预算、感知性能和用户通信性能约束条件下, 构建了以多用户通信和速率最大化为目标的非凸优化模型, 揭示了发射波束与 STAR-RIS 透射 – 反射系数之间的强耦合关系及其对系统性能的影响机制. 针对该问题难以直接求解的挑战, 本文基于 WMMSE 等价变换, 将原始分式优化问题转化为可处理形式, 并在此基础上构建交替优化框架, 将原问题分解为两个结构化子问题. 通过引入 SCA 与 SDR 方法, 实现了对非凸约束的有效处理, 从而得到一类具有良好收敛性的迭代算法.

参考文献

1 Cheng N, Chen F J, Chen W, et al. 6G omni-scenario on-demand services provisioning: vision, technology and prospect. Sci Sin Inform, 2024, 54: 1025–1054 [承楠, 陈芳炯, 陈文, 等. 6G 全场景按需服务: 愿景、技术与展望. 中国科学: 信息科学, 2024, 54: 1025–1054]

2 Li J C, Li K, Ai X M, et al. Carbon emission optimization in renewable powered cellular networks based on stochastic geometric distribution. Sci Sin Inform, 2024, 54: 788–802 [李嘉宸, 李昆, 艾小猛, 等. 基于随机几何分布的新能源蜂窝网碳排放优化研究. 中国科学: 信息科学, 2024, 54: 788–802]

3 Lv X Y, Ge X H, Zhong Y, et al. Energy consumption optimization for edge computing-supported cellular networks based on optimal transport theory. Sci China Inf Sci, 2024, 67: 122302

4 Liu F, Cui Y H, Masouros C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond. IEEE J Sel Areas Commun, 2022, 40: 1728–1767

5 Liu A, Huang Z, Li M, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication. IEEE Commun Surv Tutorials, 2022, 24: 994–1034

6 Liu R, Li M, Luo H H, et al. Integrated sensing and communication with reconfigurable intelligent surfaces: opportunities, applications, and future directions. IEEE Wireless Commun, 2023, 30: 50–57

7 Chen S Y, Chen G J, Shi L, et al. Rotatable antenna meets UAV: towards dual-level channel reconfiguration paradigm for ISAC. IEEE Trans Veh Technol, 2026, doi: 10.1109/TVT.2026.3682292

8 Hua H C, Xu J, Han T X. Optimal transmit beamforming for integrated sensing and communication. IEEE Trans Veh Technol, 2023, 72: 10588–10603

9 Yan W C, Hao W M, Huang C W, et al. Beamforming analysis and design for wideband THz reconfigurable intelligent surface communications. IEEE J Sel Areas Commun, 2023, 41: 2306–2320

10 Zhu Z Y, Li Z, Chu Z, et al. Intelligent reflecting surface-assisted wireless powered heterogeneous networks. IEEE Trans Wireless Commun, 2023, 22: 9881–9892

11 Xue Q, Mu J J. Multi-link power allocation for user-centric dense mmWave networks. J Chongqing Univ Posts Telecommu (Nat Sci Edit), 2025, 37: 324–332 [薛青, 木家俊. 用户为中心的密集毫米波网络多链路功率分配方案. 重庆邮电大学学报 (自然科学版), 2025, 37: 324–332]

12 Guo Y, Liu Y, Wu Q Q, et al. Joint beamforming and power allocation for RIS aided full-duplex integrated sensing and uplink communication system. IEEE Trans Wireless Commun, 2023, 23: 4627–4642

13 Liu R, Li M, Liu Y, et al. Joint transmit waveform and passive beamforming design for RIS-aided DFRC systems. IEEE J Sel Top Signal Process, 2022, 16: 995–1010

14 Luo H H, Liu R, Li M, et al. RIS-aided integrated sensing and communication: joint beamforming and reflection design. IEEE Trans Veh Technol, 2023, 72: 9626–9630

15 Liu F, Liu Y F, Li A, et al. Cramér-Rao bound optimization for joint radar-communication beamforming. IEEE Trans Signal Process, 2021, 70: 240–253

16 Zhong K, Hu J F, Pan C, et al. Joint waveform and beamforming design for RIS-aided ISAC systems. IEEE Signal Process Lett, 2023, 30: 165–169

17 Hua M, Wu Q Q, He C, et al. Joint active and passive beamforming design for IRS-aided radar-communication. IEEE Trans Wireless Commun, 2022, 22: 2278–2294

18 Xing Z, Wang R, Yuan X J. Joint active and passive beamforming design for reconfigurable intelligent surface enabled integrated sensing and communication. IEEE Trans Commun, 2023, 71: 2457–2474

19 Chen L, Wang Z Q, Du Y, et al. Generalized transceiver beamforming for DFRC with MIMO radar and MU-MIMO communication. IEEE J Sel Areas Commun, 2022, 40: 1795–1808

20 Hua M, Wu Q Q, Chen W, et al. Secure intelligent reflecting surface-aided integrated sensing and communication. IEEE Trans Wireless Commun, 2023, 23: 575–591

21 Xue Q, Lan Y, Guo J J, et al. Joint active and passive beamforming with sensing-assisted discrete phase shifts for dual-RIS ISAC systems. IEEE Trans Netw Sci Eng, 2026, 13: 7755–7771

22 Zhang S H, Zhang H L, Di B Y, et al. Intelligent omni-surfaces: ubiquitous wireless transmission by reflective-refractive metasurfaces. IEEE Trans Wireless Commun, 2021, 21: 219–233

23 Cai W H, Li M, Liu Y, et al. Joint beamforming design for intelligent omni surface assisted wireless communication systems. IEEE Trans Wireless Commun, 2022, 22: 1281–1297

24 Mu X D, Liu Y W, Guo L, et al. Simultaneously transmitting and reflecting (STAR) RIS aided wireless communications. IEEE Trans Wireless Commun, 2021, 21: 3083–3098

25 Wang Z L, Mu X D, Liu Y W. STARS enabled integrated sensing and communications. IEEE Trans Wireless Commun, 2023, 22: 6750–6765

26 Liu Z P, Li X, Ji H, et al. Toward STAR-RIS-empowered integrated sensing and communications: joint active and passive beamforming design. IEEE Trans Veh Technol, 2023, 72: 15991–16005

27 Wei W J, Pang X W, Xing C W, et al. Joint beamforming design for secure transmission in STAR-RIS aided ISAC. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 2024. 5075–5080

28 Zhang S, Hao W M, Sun G C, et al. Joint beamforming optimization for active STAR-RIS-assisted ISAC systems. IEEE Trans Wireless Commun, 2024, 23: 15888–15902

29 Liu Y, Chen G J, Wen Y, et al. STAR-RIS-enabled full-duplex integrated sensing and communication system. IEEE Trans Wireless Commun, 2025, 24: 9465–9477

30 Yaswanth J, Katwe M, Singh K, et al. Toward green communication: power-efficient beamforming for STAR-RIS-aided SWIPT. IEEE Trans Green Commun Netw, 2024, 8: 1545–1563

31 Pan C H, Ren H, Elkashlan M, et al. Robust beamforming design for ultra-dense user-centric C-RAN in the face of realistic pilot contamination and limited feedback. IEEE Trans Wireless Commun, 2018, 18: 780–795

32 Sun Y, Babu P, Palomar D P. Majorization-minimization algorithms in signal processing, communications, and machine learning. IEEE Trans Signal Process, 2016, 65: 794–816

33 Luo Z Q, Ma W K, So A M C, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems. IEEE Signal Process Mag, 2010, 27: 20–34

34 Wu Q Q, Zhang R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming. IEEE Trans Wireless Commun, 2019, 18: 5394–5409

35 Zhang Z J, Dai L L, Chen X B, et al. Active RIS vs. passive RIS: which will prevail in 6G? IEEE Trans Commun, 2023, 71: 1707–1725

36 Sheng Z, Tuan H D, Nasir A A, et al. Power allocation for energy efficiency and secrecy of wireless interference networks. IEEE Trans Wireless Commun, 2018, 17: 3737–3751

Cooperative beamforming for STAR-RIS assisted 6G integrated sensing and communications

Qing XUE[1*], Di LIU[1], Bingpeng ZHOU[2], Guangji CHEN[3], Yi WANG[4,5] & Qianbin CHEN[1]

1. *School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China*
2. *School of Electronics and Communication Engineering, Sun Yat-sen University, Shenzhen 518107, China*
3. *School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China*
4. *School of Electronics and Information, Zhengzhou University of Aeronautics, Zhengzhou 450046, China*
5. *Henan Province Collaborative Innovation Center of Aeronautics and Astronautics Electronic Information Technology, Zhengzhou 450046, China*

* Corresponding author. E-mail: xueq@cqupt.edu.cn

Abstract Integrated sensing and communications (ISAC) is a key enabling technology for future intelligent connectivity. However, its performance heavily relies on the quality of line-of-sight links and is often limited by signal blockage and sensing degradation in complex propagation environments. To address these challenges, this paper introduces a simultaneous transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surface (STAR-RIS), which enables flexible manipulation of the wireless environment to achieve enhanced coverage and improved sensing capability in ISAC systems. Compared with conventional reconfigurable intelligent surface (RIS) that operates only in reflection mode, STAR-RIS provides higher degrees of freedom for the joint design of communication and sensing. To maximize the multi-user sum rate under sensing performance constraints, we investigate a joint optimization problem of active, passive, and transmit beamforming in a STAR-RIS-assisted ISAC system. The resulting problem is highly non-convex due to the strong coupling among multiple variables. To tackle this issue, a weighted minimum mean square error-based transformation and an alternating optimization framework are adopted to decompose the original problem into two subproblems, namely transmit beamforming design and STAR-RIS transmission-reflection coefficient optimization. These subproblems are efficiently solved via successive convex approximation and semidefinite relaxation techniques. Simulation results demonstrate that the proposed scheme effectively enhances communication performance while satisfying sensing requirements, and achieves superior performance over conventional RIS-assisted schemes in multi-region scenarios.

Keywords integrated sensing and communication (ISAC), simultaneously transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surface (STAR-RIS), hybrid beamforming, weighted minimum mean square error, alternating optimization