

双RIS辅助多用户通感一体化混合波束成形设计

薛青¹, 马蚁¹, 李职杜¹, 华梦², 陈前斌¹

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 伦敦帝国理工学院电气与电子工程系, 英国伦敦)

摘要: 通信感知一体化 (Integrated Sensing and Communications, ISAC) 是支撑低空经济基础设施建设的核心技术, 但因高度依赖视距链路而在复杂环境下性能受限。可重构智能表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 则为 ISAC 系统性能的提升提供了一种有效途径。针对视距链路被遮挡的复杂 ISAC 场景, 引入双 RIS 分别辅助通信和感知。在发射功率预算与感知性能约束下, 基于通感混合波束成形和 RIS 相移矩阵联合优化, 研究了双 RIS 辅助的 ISAC 系统多用户和速率最大化问题。问题因多优化变量的紧密耦合, 呈现高度非凸性, 直接求解极为困难。本文联合采用半定松弛与连续凸逼近等方法对原问题进行重构与解耦, 进而设计了一种基于交替优化的联合优化算法以实现高效求解。仿真结果验证了双 RIS 对 ISAC 系统性能的提升作用, 同时证实了所提算法的优越性。

关键词: 通信感知一体化; 可重构智能表面; 混合波束成形; 半定松弛; 逐次凸逼近

中图分类号: TN92

文献标志码: A

Hybrid Beamforming Design for Dual-RIS-assisted Multi-user Integrated Sensing and Communications

Xue Qing¹, Ma Yi¹, Li Zhidu¹, Hua Meng², Chen Qianbin¹

1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. Department of Electrical and Electronic Engineering, Imperial College London, London, U.K

Abstract: Integrated Sensing and Communications (ISAC) is a core technology that supports the construction of low-altitude economic infrastructure. However, due to its high dependence on line-of-sight links, its performance is limited in complex environments. Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) provides an effective way to enhance its performance. Aimed at the complex ISAC scenarios where line-of-sight links were blocked, dual RIS were adopted to assist communication and sensing respectively. Under the constraints of transmit power budget and sensing performance, the multi-user sum-rate maximization problem for the dual-RIS-assisted ISAC system was investigated based on the joint optimization of hybrid sensing-communication beamforming and RIS phase-shift matrices. The problem was demonstrated to be highly non-convex due to the tight coupling among multiple optimization variables, and it was considered extremely difficult to be solved directly. Semi-definite relaxation and successive convex approximation were jointly utilized to reconstruct and decouple the original problem, and a joint optimization algorithm based on alternating optimization was further proposed for efficient solution. The performance improvement brought by dual RIS to the ISAC system was verified

收稿日期: XXXX-XX-XX; 修回日期: XXXX-XX-XX

通信作者: 薛青, xueq@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U23A20279); 澳门特别行政区科学技术发展基金 (No.001/2024/SKL, No.0002/2025/EQP); 智慧城市物联网全国重点实验室 (澳门大学) 开放课题 (No.SKL-IoTSC(UM)/ORP03/2026); 新重庆青年创新人才项目 (CSTB2025YITP-QCRCX0030)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. U23A20279), The Science and Technology Development Fund (No.001/2024/SKL, No.0002/2025/EQP), The State Key Laboratory of Internet of Things for Smart City (University of Macau) Open Research Project (No. SKL-IoTSC(UM)/ORP03/2026), The New Chongqing Youth Innovation Talent Funding (CSTB2025YITP-QCRCX0030)

by the simulation results, and the superiority of the proposed algorithm was also confirmed.

Key words: integrated sensing and communication, reconfigurable intelligent surface, hybrid beamforming, semidefinite relaxation, successive convex approximation

0 引言

低空经济的蓬勃发展催生了多元化的无线服务需求,从无人机物流配送、低空交通管理到城市应急通信、智能巡检等场景,均对无线系统的信息传输可靠性与环境感知精准度提出了双重高要求。传统无线通信与雷达感知系统独立部署、频谱分离的模式,不仅导致频谱资源利用率低,还存在设备间干扰严重、部署成本高昂等问题,难以适配低空环境中动态多变的服务需求。通信感知一体化(integrated sensing and communications, ISAC)^[1-5]技术为应对这些挑战提供了关键方案。通过将通信与感知功能集成于同一平台,ISAC系统可同时完成信息传输与目标探测任务,实现频谱资源的高效复用,降低系统部署成本,同时减少设备间干扰^[6-7],成为支撑6G应用的核心技术。

在ISAC系统的设计与优化研究中,通感资源分配与混合波束成形优化至关重要,主要聚焦于两类目标:一是在满足通信质量要求的前提下提升感知精度^[8-9],二是在保证感知性能的约束下最大化通信性能^[10]。目前研究方案中大多是假设基站与通信用户/感知目标之间存在视距链路(line-of-sight, LoS)。但是,在低空经济核心应用场景及城市复杂环境中,ISAC系统常面临城市峡谷、密集建筑群、室内空间或野外崎岖地形等遮挡场景,LoS链路极易被中断或受到严重衰减。这不仅会大幅降低通信的可靠性、稳定性与传输速率,还会破坏感知探测的精度、目标识别准确率,从而导致ISAC系统难以满足实际的应用需求。

可重构智能表面(reconfigurable intelligent surface, RIS)^[11-13]作为6G关键技术之一,凭借其独特的物理特性和灵活的调控能力,为解决上述ISAC难题提供了行之有效的途径^[14-15]。RIS通常由大量低成本、低功耗的无源反射单元组成,每个单元都能主动调控入射电磁波的相位,从而有目的地调节入射信号的反射链路,实现将入射信号反射到期望的方向^[16]。通过将RIS部署在基站与通信用户/感知目标之间,可建立非视距(non-LoS, NLoS)通感链路,实现在扩展系统覆盖范围、提

升链路稳定性的同时,兼顾部署灵活性与成本可控性。由于具备独特的优势,RIS技术成为复杂场景下ISAC系统的理想增强手段。

1 相关工作

1.1 现存工作

得益于ISAC系统的通感融合能力和RIS技术的灵活调控优势,RIS辅助的ISAC系统已成为研究前沿。然而,这一技术在带来显著性能增益的同时,也引入了信道估计、联合波束成形设计等复杂问题。为此,学界针对多种不同场景展开了探索性研究。例如,文献[17-19]聚焦通信链路的优化,将RIS部署在基站和通信用户之间,通过构建NLoS链路为通信传输提供额外空间自由度。文献[20-27]则研究利用RIS构建两条独立的NLoS反射链路,分别服务于通信用户与感知目标,并假设信号能够同时通过LoS与NLoS双重路径进行传输,以此提升ISAC系统性能。

在上述研究中,性能评判指标呈现差异化设计。其中,文献[20-21]以感知目标检测信噪比的加权和为感知性能指标,文献[22]则用检测概率衡量感知精度。文献[23-26]则以最大化通信用户和速率为目标,通过联合设计基站波束成形矩阵与RIS相移矩阵来提升通信性能。文献[27]则考虑最大化通信性能和感知性能的加权和以此来提升ISAC系统的性能。此外,文献[28-31]研究感知链路被障碍物遮挡的场景,此时基站借助RIS构建NLoS链路完成目标感知任务。其中,文献[28-29]侧重感知性能的提升,文献[30]聚焦通信性能的提升,文献[31]则研究最大化通感性能的加权和。文献[32-33]进一步考虑通信和感知LoS链路均受阻的场景,以克拉美罗界作为感知性能的评判指标,研究在满足通信约束的前提下实现感知性能最大化。

目前研究主要从系统建模、性能分析和算法设计等方面开展,为RIS辅助ISAC系统的研究奠定了良好的基础。然而,现有方案仍多以单一RIS场景为主。在低空经济、城市智能管理等更复杂的实际应用中,通信用户与感知目标可能会分布在不同空间区域,同时受密集建筑、地形起伏等因素影

响,二者与基站之间的 LoS 链路都可能被遮挡。此时,受限于有限的调控能力与覆盖范围,单块 RIS 可能难以实现对通信用户与感知目标的兼顾,从而导致 ISAC 系统整体性能下降。

1.2 本文工作

聚焦于通信和感知 LoS 链路同时受阻的复杂 ISAC 场景,通过部署通-感专用 RIS,构建双 RIS 辅助 ISAC 架构。在此基础上,重点研究其通感混合波束成形设计问题,致力于实现多用户传输的通信和速率最大化。主要贡献总结如下:

(1) 提出了一种面向通感 LoS 链路受阻场景的双 RIS 辅助 ISAC 系统架构。该架构采用通信与感知 RIS 分别部署的设计:通信专用 RIS 部署于用户侧附近,旨在增强多用户下行通信信号质量,提升用户速率和链路可靠性;将感知专用 RIS 部署于感知目标附近,旨在增加目标回波信号强度,从而保障感知性能。在此 ISAC 架构下,致力于在给定的发射功率预算与感知性能要求下,最大化系统的多用户通信性能。为此,通过通感波束的联合设计,构建了一个以多用户和速率为目标的多约束优化问题。

(2) 所构建的优化问题因包含多个紧密耦合的波束优化变量,且受限于非凸的单位模约束与非线性目标函数,而无法用常规方法直接求解。为解决这一复杂问题,提出了一种融合半定松弛 (semi-definite relaxation, SDR)、逐次凸逼近 (successive convex approximation, SCA) 和交替优化 (alternating optimization, AO) 的高效算法。该算法首先通过 SDR 处理非凸约束,将其松弛为凸形式;其次,利用 SCA 对非线性目标函数进行一阶泰勒展开近似;进而,通过 AO 框架交替优化有源波束与无源相移,从而逐步解耦变量耦合并迭代逼近最优解。

(3) 仿真实验结果表明,提出的双 RIS 辅助 ISAC 系统架构在保证感知性能的基础上,能够有效提升多用户通信性能。同时,所提的优化算法能够快速收敛,可以达到较好的通感波束联合优化效果。

2 系统模型与问题建模

如图 1 所示,考虑一个基于双 RIS 辅助的 ISAC 系统,其中包含一个通感双功能基站 (dual func-

tion base station, DFBS)、 K 个单天线通信用户和一个单天线感知目标。DFBS 配备 M 个天线组成的均匀线性阵列,天线间距为 d ,同时发射通信信号和雷达波形。在复杂环境下,由于障碍物遮挡,假设目标和用户在空间上分离,无法通过单一 RIS 实现对二者的同时服务。为此,部署两个专用 RIS 分别辅助通信和感知。

假设采用无源 RIS,两个 RIS 均包含 N 个反射单元,记为均匀平面阵列,每行与每列的单元数分别为 N_x 和 N_y 。其相移矩阵定义为 $\phi_t = [\phi_{t,1}, \dots, \phi_{t,N}]^T$,其中 $\phi_{t,i}$ 表示第 i 个单元的相移,下标 $t \in \{c, s\}$,且 c 和 s 分别表示通信 RIS 和感知 RIS。

令时隙 n 处的离散时间基带雷达波形定义为 $s_s[n] = [s_{s,1}[n], s_{s,2}[n], \dots, s_{s,M}[n]]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 。将发送到 K 个用户的离散时间复基带下行链路通信信号定义为 $s_c[n] = [s_{c,1}[n], s_{c,2}[n], \dots, s_{c,K}[n]]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 。用感知波束成形器 $S = [w_{s,1}, w_{s,2}, \dots, w_{s,M}] \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 为 $s_s[n]$ 进行预编码,用通信波束成形器 $C = [w_{c,1}, w_{c,2}, \dots, w_{c,K}] \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 为 $s_c[n]$ 进行预编码。将预编码后的通信信号和雷达波形叠加后从 DFBS 发出,在时隙 n 发出的复基带信号可表示为:

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{C}\mathbf{s}_c[n] + \mathbf{S}\mathbf{s}_s[n] \quad (1)$$

为了抑制多用户干扰,假设不同用户通信信号不相关,且雷达和通信信号彼此不相关,即 $\mathbb{E}\{s_c[n]s_c^H[n]\} = \mathbf{I}_K$, $\mathbb{E}\{s_s[n]s_s^H[n]\} = \mathbf{I}_M$, $\mathbb{E}\{s_c[n]s_s^H[n]\} = 0$ 。

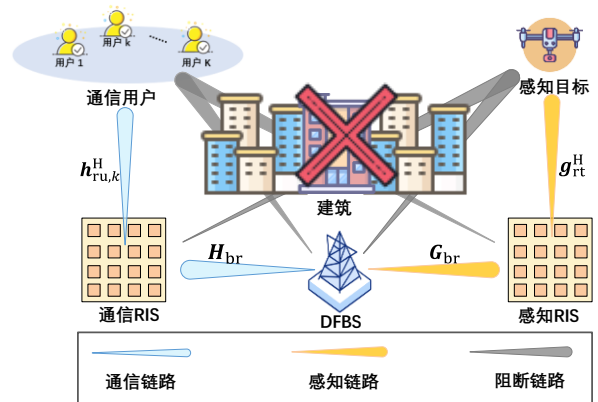


图 1 系统架构

2.1 通感信道建模

通信信道模型：定义 $\mathbf{H}_{\text{br}} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 表示从 DFBS 到通信 RIS 的信道矩阵， $\mathbf{h}_{\text{ru},k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 表示从通信 RIS 到用户 k 的信道向量。则从 DFBS 到通信 RIS 再到用户 k 的信道向量为：

$$\mathbf{h}_k^H = \mathbf{h}_{\text{ru},k}^H \Phi_c \mathbf{H}_{\text{br}} \in \mathbb{C}^{1 \times M} \quad (2)$$

其中 $\Phi_c = \text{diag}(\phi_c)$ 。用户 k 处的接收信号为：

$$y_k[n] = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x}[n] + n_k[n] \quad (3)$$

其中 $n_k[n] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 是加性高斯白噪声。

感知信道模型：定义 $\mathbf{G}_{\text{br}} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 表示从 DFBS 到感知 RIS 的信道矩阵， $\mathbf{g}_{\text{rt}}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 表示从感知 RIS 到感知目标的信道向量。将感知 RIS 的目标响应定义为：

$$\mathbf{A} = \alpha_l \mathbf{a}(\theta_h, \theta_v) \mathbf{a}^H(\theta_h, \theta_v) \quad (4)$$

其中 α_l 是复目标振幅； θ_h 和 θ_v 分别是感知目标对于感知 RIS 的方位角和仰角； $\mathbf{a}(\theta_h, \theta_v) = \mathbf{a}_y(\theta_h, \theta_v) \otimes \mathbf{a}_x(\theta_h, \theta_v)$ 是 RIS 导向向量，且

$$\mathbf{a}_y(\theta_h, \theta_v) = \begin{bmatrix} 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_v)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d (N_y - 1) \sin(\theta_v)} \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{a}_x(\theta_h, \theta_v) = \begin{bmatrix} 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_h) \cos(\theta_v)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d (N_x - 1) \sin(\theta_h) \cos(\theta_v)} \end{bmatrix}^T。$$

因此，DFBS 接收的回波信号为：

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_r[n] &= \mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{x}[n] + \mathbf{n}_s[n] \\ &= \mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{S} \mathbf{s}_s[n] \\ &\quad + \mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{C} \mathbf{s}_c[n] + \mathbf{n}_s[n] \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\Phi_s = \text{diag}(\phi_s)$ ， $\mathbf{n}_s[n] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_s^2 \mathbf{I}_M)$ 是 DFBS 处的加性高斯白噪声。式(5)中第一项为期望回波信号，其功率为 $\|\mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{S}\|^2$ ；第二项为通信链路带来的干扰信号，其功率为 $\|\mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{C}\|^2$ 。

2.2 问题建模

将式(1)代入式(3)后可得用户 k 的接收信号为：

$$\begin{aligned} y_k[n] &= \mathbf{h}_k^H (\mathbf{C} \mathbf{s}_c[n] + \mathbf{S} \mathbf{s}_s[n]) + \mathbf{I}_k + n_k[n] \\ &= \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{c,k} S_{c,k} [n] + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{c,j} S_{c,j} [n] \\ &\quad + \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{s,m} S_{s,m} [n] + \mathbf{I}_k + n_k[n] \end{aligned} \quad (6)$$

其中第二项是其他用户对用户 k 的干扰，第三项是感知信号引起的干扰， \mathbf{I}_k 是通感子系统交叉链路干扰。假设 $\mathbf{G}_{\text{sr},k}$ 是感知 RIS 到用户 k 的信道矩阵，则 $\mathbf{I}_k = \mathbf{G}_{\text{br}} \Phi_s \mathbf{G}_{\text{sr},k} \mathbf{x}[n]$ 是经感知 RIS 传输的通感信号。在交叉链路未被阻塞的场景下，用户 k 可以得到两个 RIS 的辅助服务，但同时也会面临更严重的链路间干扰。此时，需要采取有效的干扰抑制技术，以保证通感性能。值得一提的是，本文考虑 DFBS 与用户和目标之间 LoS 链路中断的场景，且通信 RIS 靠近用户，感知 RIS 靠近目标，两者空间隔离，则通感子系统交叉链路通常也被中断或信号极为微弱，因此 \mathbf{I}_k 可以被忽略。基于此，用户 k 处的信噪比 (signal to interference plus noise ratio, SINR) 为：

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{c,k}|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{c,j}|^2 + \sum_{m=1}^M |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{s,m}|^2 + \sigma_k^2} \quad (7)$$

类似地，采用感知 SINR 作为感知性能指标，由式(4)和式(5)可得感知 SINR 为：

$$\gamma_s = \frac{\|\mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{S}\|^2}{\|\mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{C}\|^2 + M \sigma_s^2} \quad (8)$$

基于双 RIS 辅助的 ISAC 系统架构，本文旨在保证感知性能的基础上，通过 DFBS 通感波束成形矩阵和 RIS 相移矩阵的联合设计，最大化多用户的通信和速率。该优化问题建模如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_1: \max_{\mathbf{C}, \mathbf{S}, \Phi_t} & \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k) \\ \text{s.t. } & \mathbf{C}_1: \gamma_s \geq \Gamma_s \\ & \mathbf{C}_2: \gamma_k \geq \Gamma_c \\ & \mathbf{C}_3: \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_{c,k}\|^2 + \sum_{m=1}^M \|\mathbf{w}_{s,m}\|^2 \leq P_{\text{total}} \\ & \mathbf{C}_4: |\phi_{t,i}| = 1, t \in \{c, s\}, i = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (9)$$

其中，约束 \mathbf{C}_1 表示感知 SINR 应当大于其阈值 Γ_s ，以确保感知性能；约束 \mathbf{C}_2 表示通信用户的 SINR 应当大于其阈值 Γ_c ，以确保用户服务质量；约束 \mathbf{C}_3 为 DFBS 的发射功率约束， P_{total} 为最大发射功率预算；约束 \mathbf{C}_4 表示对 RIS 反射系数的约束。

3 优化问题转化

因为优化变量 RIS 相移矩阵 Φ_t 与通感波束成形器 C 和 S 在式(9)中的目标函数和约束条件 C_1 、 C_2 中存在紧耦合关系, 问题 P_1 呈现非凸性, 使得直接求解极具挑战性。为高效求解这一非凸耦合问题, 本节利用 SDR 方法将非凸约束转换为凸形式, 同时借助 SCA 方法处理目标函数。

3.1 非凸约束的 SDR 方法

将通感波束成形向量 $w_{c,k}$ 和 $w_{s,m}$ 转换为半定矩阵, 定义 $W_{c,k} = w_{c,k}w_{c,k}^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$, $W_{s,m} = w_{s,m}w_{s,m}^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$, 分别满足 $W_{c,k} \succeq 0$, $W_{s,m} \succeq 0$, $\text{rank}(W_{c,k}) = 1$, $\text{rank}(W_{s,m}) = 1$ 。同时, 定义多用户通信波束成形矩阵为 $W_c = \sum_{k=1}^K W_{c,k}$, 感知波束成形矩阵为 $W_s = \sum_{m=1}^M W_{s,m}$ 。下面分别对通信和感知约束条件施加 SDR。

对于通信非凸约束 C_2 , 定义半正定矩阵 $H_k = h_k h_k^H$, 可将其转换为:

$$\gamma_k = \frac{\text{tr}(H_k W_{c,k})}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \text{tr}(H_k W_{c,j}) + \sum_{m=1}^M \text{tr}(H_k W_{s,m}) + \sigma_k^2} \geq \Gamma_c \quad (10)$$

进一步得到:

$$\begin{aligned} \text{tr}(H_k W_{c,k}) &\geq \Gamma_c \left(\sum_{j=1, j \neq k}^K \text{tr}(H_k W_{c,j}) \right) \\ &+ \Gamma_c \left(\sum_{m=1}^M \text{tr}(H_k W_{s,m}) + \sigma_k^2 \right) \quad (11) \end{aligned}$$

对于感知非凸约束 C_1 , 基于迹运算与范数之间的等价关系 $\|X\|^2 = \text{tr}(X^H X)$, 可将其重新表述为:

$$\frac{\text{tr}\left(\left(G_{\text{br}}^H \Phi_s A \Phi_s^H G_{\text{br}} S\right)^H \left(G_{\text{br}}^H \Phi_s A \Phi_s^H G_{\text{br}} S\right)\right)}{\text{tr}\left(\left(G_{\text{br}}^H \Phi_s A \Phi_s^H G_{\text{br}} C\right)^H \left(G_{\text{br}}^H \Phi_s A \Phi_s^H G_{\text{br}} C\right)\right) + M\sigma_s^2} \geq \Gamma_s \quad (12)$$

为表示简便, 定义感知信道矩阵 $G = G_{\text{br}}^H \Phi_s A \Phi_s^H G_{\text{br}}$, 则式(12)可以转化为

$$\frac{\text{tr}\left((GS)^H(GS)\right)}{\text{tr}\left((GC)^H(GC)\right) + M\sigma_s^2} \geq \Gamma_s, \text{ 同时可将其进一步}$$

写为:

$$\text{tr}(G^H G W_s) \geq \Gamma_s \cdot \left(\text{tr}(G^H G W_c) + M\sigma_s^2 \right) \quad (13)$$

3.2 基于 SCA 的目标函数近似

为求解问题 P_1 , 对其目标函数施加 SCA。令 $D_k = \sum_{j=1, j \neq k}^K \text{tr}(H_k W_{c,j}) + \sum_{m=1}^M \text{tr}(H_k W_{s,m}) + \sigma_k^2$, 定义一组辅助变量 $\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_K]^T$, 其中 $\beta_k > 0$, $k = 1, 2, \dots, K$, 可将问题 P_1 转换为:

$$\begin{aligned} P_2: \max_{\beta, W_{c,k}, W_{s,m}} & \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k) \\ \text{s.t. } & C_3, C_4 \\ & C_5: \beta_k \leq \gamma_k = \frac{\text{tr}(H_k W_{c,k})}{D_k} \quad (14) \\ & C_6: (11) \\ & C_7: (13) \\ & C_8: W_{c,k} \succeq 0, \forall k \\ & C_9: W_{s,m} \succeq 0, \forall k \end{aligned}$$

对约束 C_5 进一步处理可得 $\beta_k D_k \leq \text{tr}(H_k W_{c,k})$, 同时定义函数 $F_k(W_{c,k}, W_{s,m}, \beta_k) = \beta_k D_k - \text{tr}(H_k W_{c,k})$ 。假设在第 t 次迭代中得到的解为 $(W_{c,k}^{(t)}, W_{s,m}^{(t)}, \beta_k^{(t)})$, 在该点处对函数 F_k 进行一阶泰勒展开得到其线性近似 $\tilde{F}_k(W_{c,k}, W_{s,m}, \beta_k) = \beta_k^{(t)} D_k + D_k^{(t)} \beta_k - \text{tr}(H_k W_{c,k})$, 因此约束 C_5 在第 t 次迭代中被近似为:

$$\beta_k^{(t)} D_k + D_k^{(t)} \beta_k \leq \text{tr}(H_k W_{c,k}) \quad (15)$$

4 通感波束成形设计方案

经过前述的 SDR 和 SCA 处理后, 优化问题 P_2 中 RIS 相移矩阵 Φ_t 和通感波束成形矩阵 W_c 、 W_s 仍然存在强耦合, 且 RIS 相移的单位模约束 $|\phi_{t,i}| = 1$ 也仍然为非凸。因此, 本文采用 AO 框架以继续分解优化问题: 通过固定其中一组变量以优化另一组, 再交替进行, 从而逐步解耦变量并有效处理残留的非凸约束。

4.1 固定 Φ_t , 优化 $W_{c,k}$ 和 $W_{s,m}$

当 Φ_t 固定时, 通信信道 $H_k = h_k h_k^H$ 、感知信道 $G = G_{\text{br}}^H \Phi_s A \Phi_s^H G_{\text{br}}$ 均为已知量, 此时问题 P_2 转变为:

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_3: & \max_{\beta, \mathbf{W}_{c,k}, \mathbf{W}_{s,m}} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k) \\
\text{s.t.} & C_3, C_6, C_7, C_8, C_9 \\
& C_{10}: (15) \\
& C_{11}: \beta_k > 0, \forall k
\end{aligned} \quad (16)$$

在 3.1 节中, 利用 SDR 处理了 $\text{rank}(\mathbf{W}_{c,k}) = 1$ 的非凸约束。基于此, 问题 \mathbf{P}_3 的目标函数是关于 β 的凹函数, 且所有约束条件均为线性约束或半正定约束。因此问题 \mathbf{P}_3 转化为一个标准的凸半定规划问题, 可以直接进行求解, 得到最优解 $\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}^* = \mathbf{W}_{c,k}^{(t+1)}$ 和 $\tilde{\mathbf{W}}_{s,m}^* = \mathbf{W}_{s,m}^{(t+1)}$ 。由于去掉了非凸约束, 得到的解是高秩的。可采用高斯随机化方法, 通过生成服从复高斯分布的随机向量并根据特征值权重进行线性组合, 在可行域内寻找最接近原半定矩阵性能的向量解, 从而将 $\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}^*$ 和 $\tilde{\mathbf{W}}_{s,m}^*$ 恢复成秩 1 解。

对 $\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}^*$ 进行特征值分解得到 $\tilde{\mathbf{W}}_{c,k}^* = \mathbf{U}_{c,k} \boldsymbol{\Sigma}_{c,k} \mathbf{U}_{c,k}^H$, 其中 $\mathbf{U}_{c,k}$ 是矩阵, 其列向量为特征向量; $\boldsymbol{\Sigma}_{c,k}$ 是对角矩阵, 其对角线元素为对应的非负特征值。同时随机生成 L_1 个独立的复高斯随机向量 $\mathbf{z}_i \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_K)$ 。

根据特征值分解结果和复高斯随机向量, 构造候选的通信波束成形向量:

$$\tilde{\mathbf{w}}_{c,i} = \mathbf{U}_{c,k} \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{c,k}} \mathbf{z}_i \quad (17)$$

其中 $\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{c,k}}$ 为特征值的开方矩阵。同理, 可构造候选的感知波束成形向量:

$$\tilde{\mathbf{w}}_{s,m} = \mathbf{U}_{s,m} \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_{s,m}} \mathbf{z}_i \quad (18)$$

由于发射功率的约束, 因此需要对候选向量做归一化处理, 首先计算候选向量的总发射功率:

$$\tilde{P}_{\text{total}} = \sum_{k=1}^K \|\tilde{\mathbf{w}}_{c,k}\|^2 + \sum_{m=1}^M \|\tilde{\mathbf{w}}_{s,m}\|^2 \quad (19)$$

若 $\tilde{P}_{\text{total}} > P_{\text{total}}$, 则将候选向量缩放为 $\tilde{\tilde{\mathbf{w}}}_{c,i} = \sqrt{P_{\text{total}}/\tilde{P}_{\text{total}}} \tilde{\mathbf{w}}_{c,i}$, $\tilde{\tilde{\mathbf{w}}}_{s,m} = \sqrt{P_{\text{total}}/\tilde{P}_{\text{total}}} \tilde{\mathbf{w}}_{s,m}$; 若 $\tilde{P}_{\text{total}} < P_{\text{total}}$, 则令 $\tilde{\tilde{\mathbf{w}}}_{c,i} = \tilde{\mathbf{w}}_{c,i}$, $\tilde{\tilde{\mathbf{w}}}_{s,m} = \tilde{\mathbf{w}}_{s,m}$ 。将 $\tilde{\tilde{\mathbf{w}}}_{c,i}$ 和 $\tilde{\tilde{\mathbf{w}}}_{s,m}$ 代入问题 \mathbf{P}_1 中计算对应的用户和速率 $\tilde{\tilde{R}}$, 并验证是否满足 C_1 和 C_2 约束。若不满足, 则舍弃该值。从所有满足条件的候选向量中, 选出令 $\tilde{\tilde{R}}$ 最大的一组候选向量作为最终解, 得到 $\mathbf{W}_{c,k}^*$ 和 $\mathbf{W}_{s,m}^*$ 。

4.2 固定 $\mathbf{W}_{c,k}$ 和 $\mathbf{W}_{s,m}$, 优化 $\boldsymbol{\Phi}_t$

基于确定的基站波束成形矩阵, 本小节进行通信 RIS 子系统的优化设计, 并拆分为通信 RIS 相移 $\boldsymbol{\Phi}_c$ 和感知 RIS 相移 $\boldsymbol{\Phi}_s$ 两个子优化问题求解, 以分别专用于服务不同区域的用户和目标。

(1) 优化通信 RIS 相移 $\boldsymbol{\Phi}_c$

目标: 最大化通信速率 $\sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k)$, 等价于最大化用户 k 的期望信号功率 $|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{c,k}|^2$, 则优化问题为:

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_4: & \max_{\boldsymbol{\Phi}_c} \sum_{k=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{c,k}|^2 \\
\text{s.t.} & C_{12}: |\phi_{c,i}| = 1, \forall i = 1, \dots, N
\end{aligned} \quad (20)$$

若直接最大化通信用户总信号功率, 可能会使资源更多的分配给信道条件更好的用户, 从而导致信道较差的用户性能无法得到保证。为了平衡不同用户的通信质量, 设置权重因子 $\alpha_k = \frac{\gamma_k}{\sum_{j=1}^K \gamma_j}$, 以

保障多用户服务公平性。将 $\mathbf{h}_k^H = \mathbf{h}_{\text{ru},k}^H \boldsymbol{\Phi}_c \mathbf{H}_{\text{br}}$ 代入式 (20) 中的目标函数, 同时定义函数 $f(\boldsymbol{\Phi}_c) = \sum_{k=1}^K \alpha_k |\mathbf{h}_{\text{ru},k}^H \boldsymbol{\Phi}_c (\mathbf{H}_{\text{br}} \mathbf{w}_{c,k})|^2$ 。为简化表示, 定义向量 $\mathbf{b}_k = \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{ru},k}^*) \mathbf{H}_{\text{br}} \mathbf{w}_{c,k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 则用户 k 的期望信号功率可以重新表述为 $|\mathbf{h}_{\text{ru},k}^H \boldsymbol{\Phi}_c (\mathbf{H}_{\text{br}} \mathbf{w}_{c,k})|^2 = |\boldsymbol{\Phi}_c^H \mathbf{b}_k|^2$, 将其代入 $f(\boldsymbol{\Phi}_c)$ 可得:

$$f(\boldsymbol{\Phi}_c) = \sum_{k=1}^K \alpha_k |\boldsymbol{\Phi}_c^H \mathbf{b}_k|^2 = \boldsymbol{\Phi}_c^H \left(\sum_{k=1}^K \alpha_k \mathbf{b}_k \mathbf{b}_k^H \right) \boldsymbol{\Phi}_c \quad (21)$$

则问题 \mathbf{P}_4 可以进一步等价:

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_5: & \max_{\boldsymbol{\Phi}_c} \boldsymbol{\Phi}_c^H \mathbf{B} \boldsymbol{\Phi}_c \\
\text{s.t.} & C_{13}: |\phi_{c,i}| = 1, \forall i = 1, \dots, N
\end{aligned} \quad (22)$$

其中 $\mathbf{B} = \sum_{k=1}^K \alpha_k \mathbf{b}_k \mathbf{b}_k^H$ 为半正定矩阵。

最终可得通信 RIS 第 i 个单元的最优相移为:

$$\phi_{c,i}^* = \mathbf{e}^{-\text{jarg} \left(\sum_{k=1}^K \alpha_k \mathbf{b}_{k,i} \right)} = \mathbf{e}^{-\text{jarg} \left(\sum_{k=1}^K \alpha_k [\text{diag}(\mathbf{h}_{\text{ru},k}^*) \mathbf{H}_{\text{br}} \mathbf{w}_{c,k}]_i \right)} \quad (23)$$

(2) 优化感知 RIS 相移 $\boldsymbol{\Phi}_s$

目标: 满足感知 SINR 约束 $\gamma_s \geq \Gamma_s$, 即最大化

期望信号与干扰信号的比值 $\frac{\text{tr}(\mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{W}_s)}{\text{tr}(\mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{W}_c) + M\sigma_s^2}$,

优化问题表示为:

$$\mathbf{P}_6: \max_{\phi_s} \frac{\text{tr}(\mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{W}_s)}{\text{tr}(\mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{W}_c) + M\sigma_s^2} \quad (24)$$

s.t. $C_{14}: |\phi_{s,i}| = 1, \forall i = 1, \dots, N$

由于变量 $\phi_{s,i}$ 在式(24)中目标函数的分子和分母中高度耦合, 难以直接分解, 可采用秩1近似的方法对其进行进一步的求解。将 \mathbf{W}_s 近似为秩1矩阵:

$$\mathbf{W}_s \approx \lambda_{\max} \mathbf{u}_{\max} \mathbf{u}_{\max}^H = \mathbf{r}_s \mathbf{r}_s^H \quad (25)$$

其中 λ_{\max} 为 \mathbf{W}_s 的最大特征值, \mathbf{u}_{\max} 为其对应的特征向量。因此感知信号功率可简化为:

$$\text{tr}(\mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{W}_s) \approx \text{tr}(\mathbf{G}^H \mathbf{G} \mathbf{r}_s \mathbf{r}_s^H) = \|\mathbf{G} \mathbf{r}_s\|^2 \quad (26)$$

为表达简略, 将式(4)简写为 $\mathbf{A} = \alpha_t \mathbf{a} \mathbf{a}^H$, 然后将其和 $\mathbf{G} = \mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}}$ 代入式(26)可得:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{G} \mathbf{r}_s\|^2 &= \|\mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{A} \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s\|^2 \\ &= \|\mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s (\alpha_t \mathbf{a} \mathbf{a}^H) \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s\|^2 \\ &= |\alpha_t|^2 \left\| (\mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{a}) (\mathbf{a}^H \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s) \right\|^2 \\ &= |\alpha_t|^2 \left\| \mathbf{a}^H \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s \right\|^2 \left\| \mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{a} \right\|^2 \end{aligned} \quad (27)$$

忽略常数项 $|\alpha_t|^2$, 发现式(27)中的感知 RIS 相移变量 Φ_s 同时耦合于前向链路 (DFBS 到感知 RIS) 增益 $|\mathbf{a}^H \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s|^2$ 和后向链路 (感知 RIS 到感知目标) 增益 $\|\mathbf{G}_{\text{br}}^H \Phi_s \mathbf{a}\|^2$, 因此直接通过原问题求闭式解较为困难。在远场单目标的场景下, 后向链路可以近似为平面波阵列响应。假设感知 RIS 的阵列间距为单位 1, 则第 (n_x, n_y) 个 RIS 单元的相位响应为 $\psi_{x,y} = \frac{2\pi}{\lambda} (n_x \sin \theta_x \cos \theta_y + n_y \sin \theta_x \sin \theta_y)$, 其中 θ_x 为仰角, θ_y 为方位角。可见后向链路相位关于阵元索引 (n_x, n_y) 呈线性变化, 因此在 RIS 阵面上表现为由几何关系决定的线性空间相位结构, 即相邻阵元之间的相位差为常数, 整体呈平滑变化。相比之下, 前向链路增益 $|\mathbf{a}^H \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s|^2$ 的相位对齐直接决定了 RIS 是否能相干叠加。因此, 可将式(27)近似处理为 $\|\mathbf{G} \mathbf{r}_s\|^2 = \|\mathbf{a}^H \Phi_s^H \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s\|^2$ 。此时问题 \mathbf{P}_6 可近似为:

$$\mathbf{P}_7: \max_{\phi_s} |\phi_s^H \mathbf{d}|^2 \quad (28)$$

s.t. $C_{15}: |\phi_{s,i}| = 1, \forall i = 1, \dots, N$

其中 $\mathbf{d} = \text{diag}(\mathbf{a}^H) \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s$ 表示等效信道向量。

对问题 \mathbf{P}_7 进行求解, 可得当目标函数 $|\phi_s^H \mathbf{d}|^2$ 在 ϕ_s 的每个元素与 \mathbf{d} 的对应元素相位相反时取得最大值:

$$|\phi_s^H \mathbf{d}|^2 = \left| \sum_{i=1}^N \phi_{s,i}^* d_i \right|^2 \leq \left(\sum_{i=1}^N |\phi_{s,i}^* d_i| \right)^2 = \left(\sum_{i=1}^N |d_i| \right)^2 \quad (29)$$

当且仅当 $\arg(\phi_{s,i}^*) = \arg(d_i)$ 时等号成立, 因此感知 RIS 第 i 个单元的最优相移为:

$$\phi_{s,i}^* = e^{-j\arg(d_i)} = e^{-j\arg([\text{diag}(\mathbf{a}^H) \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s]_i)} \quad (30)$$

4.3 AO 算法

经过上述分析, 所提基于 AO 的通感混合波束成形设计方案如算法 1 所示。

算法 1 基于 AO 的通感波束成形设计

输入: $\mathbf{W}_{c,k}^{(0)}, \mathbf{W}_{s,m}^{(0)}, \Phi_c^{(0)}, \Phi_s^{(0)}$
 输出: $\mathbf{W}_c^*, \mathbf{W}_s^*, \Phi_c^*, \Phi_s^*$

- 1) 令收敛阈值 $\epsilon = 10^{-4}$, 迭代次数 $t = 0$;
- 2) while $t \leq L_{\max}$ do
- 3) 求解问题 \mathbf{P}_3 , 用高斯随机化恢复秩 1 解, 得到 $\mathbf{W}_{c,k}^*, \mathbf{W}_{s,m}^*$;
- 4) 求解问题 \mathbf{P}_5 , 得到通信 RIS 第 i 个单元的最优相移 $\phi_{c,i}^* = e^{-j\arg\left(\sum_{k=1}^K \alpha_k [\text{diag}(\mathbf{H}_{\text{ru},k}^* \mathbf{H}_{\text{br},k} \mathbf{w}_{c,k}]_i)\right)}$;
- 5) 根据式(25)对 \mathbf{W}_s 进行秩 1 约束, 求解问题 \mathbf{P}_7 得到感知 RIS 第 i 个单元的最优相移: $\phi_{s,i}^* = e^{-j\arg([\text{diag}(\mathbf{a}^H) \mathbf{G}_{\text{br}} \mathbf{r}_s]_i)}$;
- 6) 计算当前通信用户和速率 $R^{(t+1)} = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k^{(t+1)})$;
- 7) if $(|R^{(t+1)} - R^{(t)}| \leq \epsilon \vee t \geq L_{\max})$ then
- 8) $\Phi_c^* = \{\phi_{c,i}^{(t+1)}\}, \Phi_s^* = \{\phi_{s,i}^{(t+1)}\}, \mathbf{W}_c^* = \left\{ \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{c,k}^{(t+1)} \right\}, \mathbf{W}_s^* = \left\{ \sum_{m=1}^M \mathbf{W}_{s,m}^{(t+1)} \right\}$;
- 9) end if
- 10) end while

算法 1 采用 AO 框架, 单次迭代的复杂度由三部分决定: 对于通感波束成形矩阵 $\mathbf{W}_{c,k}$ 和 $\mathbf{W}_{s,m}$ 优化, 其复杂度约为 $O((K+1)^{3.5} M^{6.5})$; 对于通信

RIS相移 Φ_c 优化,通过数学转换求出闭式解,其复杂度为 $O(KN^2)$;对于感知RIS相移 Φ_s 优化,利用了秩1近似再通过最大特征值对应的特征向量求解最优相移,其复杂度为 $O(N^3)$ 。因此单次迭代的总复杂度为 $O((K+1)^{3.5}M^{6.5}+KN^2+N^3)$ 。

假设迭代 L_{\max} 次收敛,则所提算法的复杂度为 $O(L_{\max}((K+1)^{3.5}M^{6.5}+KN^2+N^3))$;对于通感RIS相移采用随机生成的方式,计算复杂度 $O((K+1)^{3.5}M^{6.5}+N)$;对于各优化变量采用一次遍历的寻优方式,计算复杂度为 $O(NKM+N^2+KM^2)$ 。所提方案与二者相比,虽然复杂度增加,但可以实现更大幅度的ISAC系统通信性能提升。

在毫米波/太赫兹频段,通感LoS径被遮挡后残余多径分量通常极弱,难以维持基本链路,双RIS是一种行之有效的补盲手段。相对地,在低频、多径丰富的场景中,本方案的适用性需综合考虑性能增益与部署成本。

5 算法性能评估

针对双RIS辅助的ISAC系统架构,本节通过仿真评估所提算法的性能。仿真场景设置:假设DFBS同时服务多个通信用户(通信用户在距离通信RIS为5m处的圆形区域内随机分布),并且在相对于感知RIS的方位角 30° 处与感知目标进行传感。假设通信和感知LoS链路均中断,且通信RIS只能将信号反射到通信用户处,感知RIS只能将信号反射到感知目标处,噪声功率设置为 $\sigma_k^2 = \sigma_s^2 = -80\text{dBm}$,设置感知目标反射系数 α_l 的模值为1。设置DFBS到通信RIS和到感知RIS的距离均为40m,通信RIS到通信用户区域中心的距离为5m,感知RIS到感知目标的距离为8m,采用自由空间路径

损耗模型 $L(d_l) = C_0 \left(\frac{d_l}{D_0}\right)^{-\alpha_0}$ [15], 相应损耗系数 α_0

分别为2.0, 2.0, 2.5, 3.0。下面对所提算法的收敛性以及三种基准方案的性能进行对比分析。

图2验证了本文算法在三种不同参数设置下的收敛性,假设通信用户数量 $K=4$,通信SINR阈值 $\Gamma_c = 0.2\text{dB}$,感知SINR阈值 $\Gamma_s = 1.0\text{dB}$ 。图2(a)设置天线数 $M=8$,展示在不同DFBS发射功率和RIS单元数 N 的设置下的收敛性能,可以看到随着

DFBS发射功率和RIS单元数 N 的增加,算法的收敛速率随之增加;图2(b)设置基站发射功率为5W,显示随着基站天线数 M 和RIS单元数 N 的增加,算法性能很好的收敛,且收敛速率也随之增加。可以清楚的看到,在不同参数设置下,本文算法在迭代20次以内均可以呈现收敛趋势,这验证了其有效性。

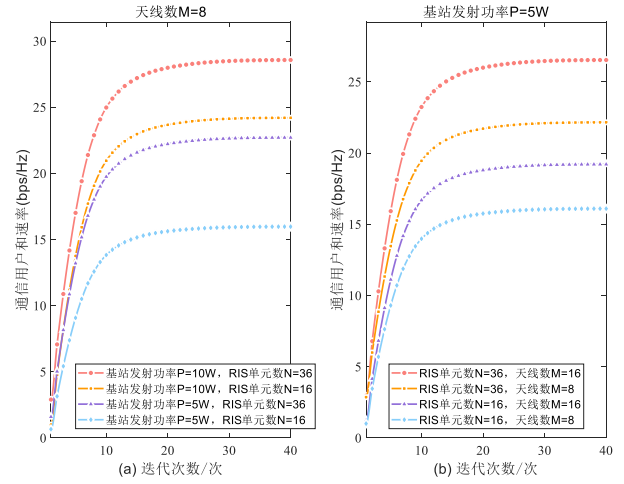


图2 收敛性能曲线

为了定量评估算法1的性能,所选的对比基准方案包括随机RIS方案,贪心算法和单RIS场景。

(1) 随机RIS方案: 基站波束成形矩阵优化方案与算法1中一致,通感RIS相移矩阵随机生成。

(2) 贪心算法: 通过一次性逐单元/逐向量搜索最优解,首先随机生成并固定 $\mathbf{W}_{c,k}^{(0)}$ 、 $\mathbf{W}_{s,m}^{(0)}$ 、 $\Phi_s^{(0)}$,遍历搜索可得最优 Φ_c^* ,然后固定 Φ_c^* 、 $\mathbf{W}_{c,k}^{(0)}$ 、 $\mathbf{W}_{s,m}^{(0)}$,遍历可得 Φ_s^* ;接着,固定 Φ_c^* 、 Φ_s^* 、 $\mathbf{W}_{s,m}^{(0)}$,遍历寻优可得 \mathbf{W}_c^* ,类似地,固定 Φ_c^* 、 Φ_s^* 、 \mathbf{W}_c^* ,遍历可得 \mathbf{W}_s^* 。

(3) 单RIS场景: RIS单元数为 $2N$,基站、通信用户和感知目标的设置与双RIS场景一致。其中基站通感波束成形矩阵 $\mathbf{W}_{c,k}$ 和 $\mathbf{W}_{s,m}$ 的优化方法与本文所提方案一致,RIS相移矩阵 Φ 采用SDR方法优化。在固定 $\mathbf{W}_{c,k}$ 和 $\mathbf{W}_{s,m}$ 的基础上,将有关 Φ 的函数写为二次型,定义有关 Φ 的新的矩阵变量,从而得到一个关于 Φ 的半正定规划问题,求得其相移解。然后利用AO迭代优化求解得到波束成形矩阵和相移矩阵的最优解。

图3展现的是不同方案和场景随着DFBS发射功率预算变化的通信用户和速率性能对比结果。由

图中曲线趋势可以看出,随着 DFBS 发射功率预算的逐步提升,三种方案和两种场景的通信用户和速率均随之增大,该变化与理论预期保持一致。其核心原因在于,更大的发射功率能够为系统提供更高的信号发射功率,在其余条件不变的情况下,有效提升用户接收端的 SINR,进而直接提升系统的性能。同时可以观察到,在其他条件相同的前提下,单 RIS 场景的性能要优于双 RIS。这是因为假设单 RIS 可以兼顾通感链路,并且设置的感知门限值不高,通信用户数量不多,此时单 RIS 可以在保证感知目标性能的前提下,集中更多的能量服务通信用户。观察代表同一方案的相同颜色的两条曲线,可以看出天线数目 M 也会影响 ISAC 系统的性能,例如, $M = 16$ 时的性能要优于 $M = 8$ 时的性能。这是因为随着天线数量的增多,DFBS 可以提供更好的波束赋形性能。

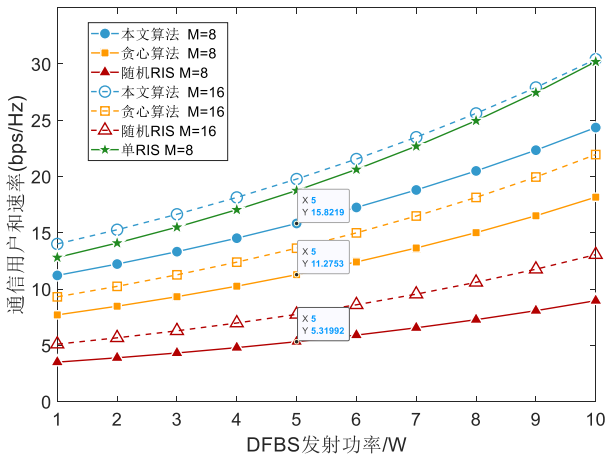


图3 ISAC 多用户通信速率与随发射功率的变化($K = 4, N = 16, \Gamma_s = 1.0\text{dB}, \Gamma_c = 0.2\text{dB}$)

图4展现的是不同方案和场景的多用户通信和速率随感知 SINR 阈值 Γ_s 的变化情况。可以看出,当 Γ_s 增大时,三种方案和两种场景的通信性能均随之降低。这是因为在 ISAC 系统中,通信和感知功能会共享 DFBS 资源,当 Γ_s 提升时,可用通信资源会减少,导致通信速率降低。同时,根据式(27)和感知路径的损耗以及仿真图可以看出,当 Γ_s 在 0-4dB 范围时,感知波束成形矩阵 \mathbf{W}_s 的功率需求较小,仍有充足资源满足通信用户的需求,且干扰项变化平缓,因此通信速率下降的幅度较小。随着 Γ_s 升高,当其值超过 4dB 时, \mathbf{W}_s 的功率需求逐渐增大,为了满足感知 SINR 约束 C_1 , DFBS 必须将更

多的功率分配给感知链路,可能会导致 \mathbf{W}_c 功率不足。由式(7)可知,通信功率快速减小,而感知波形干扰占比上升,通信 SINR 急速下降,使得通信用户和速率快速下降。当 Γ_s 继续升高时(超过 10dB),受限于基站发射功率和 RIS 单元数,所提方案的通信用户和速率几乎接近 0,此时即使将所有资源都分给感知,仍然无法满足约束 C_1 。同时观察星形实线,随着 Γ_s 的增大,单 RIS 场景较双 RIS 场景的性能下降得更快。在 $\Gamma_s < 3\text{dB}$ 左右时,单 RIS 性能优于双 RIS,而大于该值时,双 RIS 性能更优。这是因为当 Γ_s 增大时,需要 RIS 集中更多的能量服务感知目标,而双 RIS 场景中始终有一块通信专用 RIS。

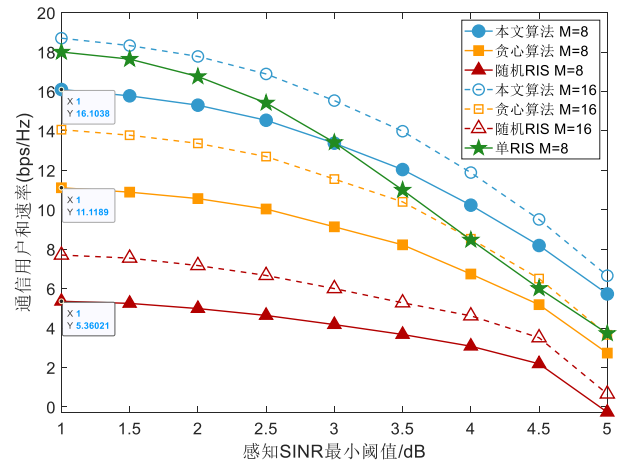


图4 ISAC 多用户通信速率与随感知 SINR 阈值的变化($P_{\text{total}} = 5\text{W}, N = 16, K = 4, \Gamma_c = 0.2\text{dB}$)

图5展现的是不同方案和场景的多用户通信和速率随通感 RIS 单元数 N 的对比变化情况(其中 N 的取值为 1、4、9、16、25、36、49; 星形实线的 N 取值为 2、8、18、32、50、72、98)。从仿真曲线可以观察到,随着 N 不断增加,本文算法、贪心算法和两种场景的多用户通信和速率均呈现上升趋势,这是因为增大 N 可以为系统带来更高的被动反射增益,增强用户的接收信号功率 $|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{c,k}|^2$,能有效增强通信用户端的接收信号功率,同时进一步提升通信用户的 SINR,从而提升通信用户的速率。但随机 RIS 方案下的性能随着 N 的增加几乎没有变化,这是因为该方案采取随机生成 RIS 相位的方法,无法对入射信号进行可控的相干叠加与定向反射,这会破坏信号间的相干性,使得反射信号难以

聚焦至通信用户，难以形成有效的波束增益与功率增强效果，因此即使不断增加 RIS 的单元数量，也无法有效改善系统的通信性能。同时可以观察到，在其他条件相同的前提下，单 RIS 场景的性能要优于双 RIS。这是因为设置的感知门限值和通信用户数量不大，此时单 RIS 可以在保证感知目标性能的前提下，集中更多能量分给通信用户。随着 N 的增加，分给通信用户的能量也越多。

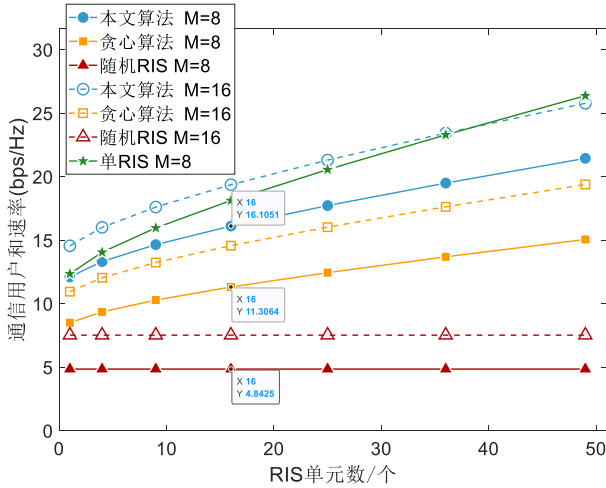


图5 ISAC 多用户通信速率与随 RIS 单元数的变化($P_{\text{total}} = 5W, K = 4, \Gamma_s = 1.0\text{dB}, \Gamma_c = 0.2\text{dB}$)

图6展现的是不同方案和场景的多用户通信和速率随通信用户数量 K 的对比变化情况。可以看出，当 K 增加时，通信用户和速率总体呈现增大的趋势。这是因为增加通信用户意味着 ISAC 系统可以利用更多的通信用户空间分集增益，将发射功率分配到不同的信道向量上，从而提高总的频谱利用率。但是随着 K 进一步的增加，通信用户和速率的增长趋势变缓甚至出现下降的趋势。主要原因有两点，一是每个通信用户受到的干扰包括其他 $(K - 1)$ 个通信用户的干扰和雷达波形干扰，随着通信用户数 K 增加，干扰项 $\sum_{k=1, k \neq j}^K \text{tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_{c,j})$ 增多；二是 DFBS 仅有 M 根天线，当通信用户数增加时，波束成形矩阵必须在有限的空间维度内同时压制越来越多的干扰。观察星形实线，可以看到当 $K \leq 6$ 时，单 RIS 场景的性能优于双 RIS 场景，而随着用户数的持续增多，双 RIS 性能更优。这是因为即使用户数增加，双 RIS 场景中的专用通信 RIS 能始终提供更高的空间自由度，用于用户之间的干扰抑制和通信性能的提升。

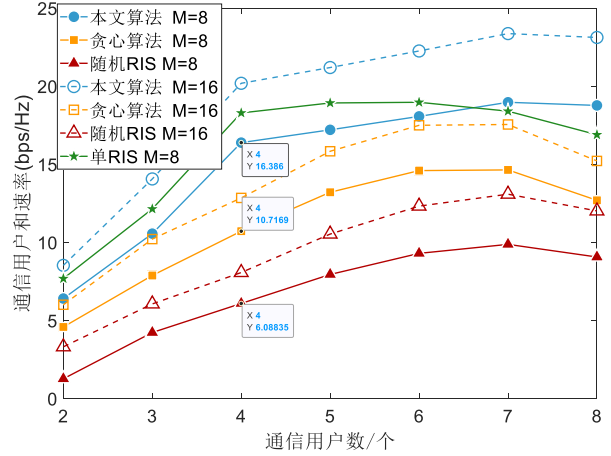


图6 ISAC 多用户通信速率与随通信用户数量的变化($P_{\text{total}} = 5W, N = 16, \Gamma_s = 1.0\text{dB}, \Gamma_c = 0.2\text{dB}$)

经过上述对比分析，可以看出在同样的条件下，所提方案的性能要优于随机 RIS 方案和贪心算法；虽然在 RIS 单元数总和相同时，单 RIS 可能优于双 RIS 性能，但无法适用于本文 ISAC 场景。主要是因为：

(1) 与随机 RIS 方案比较：本文算法通过优化 RIS 相移矩阵，可以将反射信号聚焦到通信用户/感知目标，从而获得了良好的相干叠加增益和空间自由度，实现了对干扰的有效抑制和系统性能的提升。若 RIS 相移矩阵随机生成，会导致反射信号发散，不同路径的信号在通信用户/感知目标处很可能相互抵消，接收信号功率会降低，导致系统性能下降。

(2) 与贪心算法比较：优化问题中基站波束成形矩阵 \mathbf{W}_c 、 \mathbf{W}_s 和 RIS 相移矩阵 Φ_c 、 Φ_s 紧密耦合。针对这一问题，本文算法采用 AO 框架，在当前其他变量给定的最新条件下，为正在优化的变量寻找一个最优解，因此 \mathbf{W}_c 、 \mathbf{W}_s 和 Φ_c 、 Φ_s 的优化相互反馈、深度协同，实现对系统资源的全局协调和动态分配。贪心算法虽采用遍历寻优机制，但是基于顺序优化策略。这虽然实现了将多变量联合优化问题的拆解，但各子问题相互独立求解，而忽略了优化变量间的相互关联性，得到的是单个变量的局部最优。

(3) 与单 RIS 方案比较：在相同条件下，若通信用户和感知目标处于同一空间区域，传统单 RIS 方案可能取得优于双 RIS 的性能。但是，在用户和目标空间隔离的 ISAC 场景下，单 RIS 方案无法实

现理想的通感辅助效果,而本文所提双 RIS 方案能有效解决此问题。

6 结束语

本文聚焦于 LoS 受阻的复杂通感场景,构建了基于双 RIS 辅助的 ISAC 系统架构,并在此基础上研究了基于主-被动混合与通感混合的多维波束成形设计的多用户通信速率最大化问题。对于复杂难求解的多约束优化问题,提出了一种融合 SDR、SCA 的 AO 方案。首先通过 SDR 将波束成形向量转化为半定矩阵,消除了通感约束条件的非凸性;进一步借助 SCA 对目标函数进行一阶泰勒展开近似,将非线性目标转化为可高效求解的凸形式;然后利用 AO 策略分离通感 RIS 相移矩阵和基站波束成形矩阵的强耦合关系,逐步逼近全局最优解。所提双 RIS 方案适用于高频、高可靠 ISAC 场景,而非针对低频丰富多径环境。

参考文献:

- [1] Jiang Y, Li X, Zhu G, et al. Integrated Sensing and Communication for Low Altitude Economy: Opportunities and Challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2025, 63(12): 72-78.
- [2] Liu F, Cui Y, Masouros C, et al. Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G and Beyond [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(6): 1728-1767.
- [3] 袁正道, 崔建华, 刘飞, 等. 应用贝叶斯模型的盲近场通信感知一体化算法[J]. 电子学报, 2024, 52(10): 3507-3516.
Yuan Z D, Cui J H, Liu F, et al. Blind Integrated Sensing Algorithm for Near Field Communication Using Bayesian Method[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(10): 3507-3516.
- [4] Wan J, Ren H, Pan C, et al. Sensing Capacity for Integrated Sensing and Communication Systems in Low-Altitude Economy[J]. IEEE Communications Letters, 2025, 29(6): 1240-1244.
- [5] 杨杰, 黄艺璇, 杜涛, 等. 通信感知一体化原型验证的研究现状与发展趋势[J]. 通信学报, 2023, 44(11): 43-54.
Yang J, Huang Y X, Du T, et al. Prototype verification for integrated sensing and communications: current status and development trends[J]. Journal on communications, 2023, 44(11): 43-54.
- [6] Zhang J A, Rahman Md L, Wu K, et al. Enabling Joint Communication and Radar Sensing in Mobile Networks—A Survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(1): 306-345.
- [7] Liu F, Cui Y, Masouros C, et al. Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G and Beyond [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(6): 1728-1767.
- [8] Liu F, Liu Y F, Li A, et al. Cramér-Rao Bound Optimization for Joint Radar-Communication Beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 240-253.
- [9] Hua H, Xu J, Han T X. Optimal Transmit Beamforming for Integrated Sensing and Communication[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(8): 10588-10603.
- [10] He Z, Xu W, Shen H, et al. Energy Efficient Beamforming Optimization for Integrated Sensing and Communication[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(7): 1374-1378.
- [11] Ghazalian R, Zheng P, Chen H, et al. Calibration in RIS-Aided Integrated Sensing, Localization and Communication Systems[J]. IEEE Wireless Communications, 2025: 1-8.
- [12] 神显豪, 曾紫玲, 牛少华. 面向异构网络的可重构智能表面辅助资源优化方法[J]. 通信学报, 2022, 43(11): 171-182.
Shen X H, Zeng Z L, Niu S H. Reconfigurable intelligent surface assisted resource optimization method for heterogeneous network[J]. Journal on communications, 2022, 43(11): 171-182.
- [13] Di R M, Zappone A, Debbah M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [14] 赵贇, 夏文超, 赵海涛, 等. 基于位置感知的 RIS 辅助叠加导频传输 [J]. 电子学报, 2025, 53(09): 3173-3191.
Zhao B, Xia W C, Zhao H T, et al. Location Sensing Empowered Superimposed Pilot Transmission Assisted by Reconfigurable Intelligent Surface[J]. Acta Electronica Sinica, 2025, 53(09): 3173-3191.
- [15] Wu Q, Zhang R. Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network via Joint Active and Passive Beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [16] YANG Y, DANG S, WEN M, et al. Blockage-Aware Robust Beamforming in RIS-Aided Mobile Millimeter Wave MIMO Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(11): 16906-16921.
- [17] Yang R, Wang D, Zhu C, et al. Beamforming Design for RIS-aided Integrated Sensing, Communication, and Computation Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025: 1-14.
- [18] Chu J, Lu Z, Liu R, et al. Joint Beamforming and Reflection Design for Secure RIS-ISAC Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(3): 4471-4475.
- [19] Luo H, Liu R, Li M, et al. Joint Beamforming Design for RIS-Assisted Integrated Sensing and Communication Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(12): 13393-13397.
- [20] Luo H, Liu R, Li M, et al. RIS-Aided Integrated Sensing and Communication: Joint Beamforming and Reflection Design[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(7): 9626-9630.
- [21] Zhang S, Xiao Z, Liu R, et al. Multipath Exploitation for Fluctuating Target Detection in RIS-Assisted ISAC Systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(9): 2392-2396.
- [22] Liu H, Li Y, Cheng W, et al. Joint Beamforming and Reflection Design for RIS-Aided ISAC Systems[C]//2025 IEEE 15th International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC). IEEE, 2025: 1-5.
- [23] Chu H Y, Yang M Y, Pan X, et al. Joint Active and Passive Beamforming Design for Hybrid RIS-Aided Integrated Sensing and Communication[J]. China Communications, 2024, 21(10): 1-12.
- [24] Liu R, Li M, Swindlehuarst A L. Joint Beamforming and Reflection Design for RIS-assisted ISAC Systems[C]//2022 30th European Signal Processing Conference (EUSIPCO). IEEE, 2022: 997-1001.

- [25] Liu R, Li M, Liu Q, et al. SNR/CRB-Constrained Joint Beamforming and Reflection Designs for RIS-ISAC Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(7): 7456-7470.
- [26] Guo Y, Liu Y, Wu Q, et al. Joint Beamforming and Power Allocation for RIS Aided Full-Duplex Integrated Sensing and Uplink Communication System[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(5): 4627-4642.
- [27] Wu Z, Li X, Cai Y, et al. Joint Trajectory and Resource Allocation Design for RIS-Assisted UAV-Enabled ISAC Systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(5): 1384-1388.
- [28] Shi Y, Li L, Lin W, et al. Improved AFSA-Based Beam Training Without CSI for RIS-Assisted ISAC Systems[C]//2025 IEEE 101st Vehicular Technology Conference (VTC2025-Spring). IEEE, 2025: 1-6.
- [29] Zhu Q, Li M, Liu R, et al. Joint Transceiver Beamforming and Reflecting Design for Active RIS-Aided ISAC Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(7): 9636-9640.
- [30] Jin Y, Yu Z, Weng R, et al. Reconfigurable Intelligent Surface-Aided Dual-Function Radar and Communication System With MU-MIMO Communication[C]//2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). IEEE, 2024: 1-6.
- [31] Li Y, Petropulu A. Dual-Function Radar-Communication System Aided by Intelligent Reflecting Surfaces[C]//2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). IEEE, 2022: 126-130.
- [32] Dong X Q, FEI Z S, Hua M, et al. Semi-Passive RIS Aided Near-Field ISAC: CRB Analysis and Optimization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025, 74(6): 9084-9099.
- [33] Li H, Wang H, Shi Z. Sensing Performance Enhancement for Reconfigurable Intelligent Surface Empowered Integrated Sensing and Communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2026, 75 (1): 1085-1095.



薛青 (1988-)，女，山东德州人，博士，重庆邮电大学副教授，主要研究方向为通信感知一体化、无线资源管理。



马蚁 (2001-)，女，重庆渝中人，主要研究方向为通信感知一体化。



李职杜 (1990-)，男，海南人，博士，重庆邮电大学副教授，主要研究方向为 B5G/6G 关键技术、网络智能化。



华梦 (1991-)，男，安徽马鞍山人，博士，英国帝国理工学院博士后，主要研究方向为无线物理神经网络、通感一体化。



陈前斌 (1967-)，男，四川营山人，博士，重庆邮电大学教授、博士生导师，主要研究方向为无线通信、通信网络理论、软件定义网络、多媒体技术等。