

基于二层 RS 结构的 RIS-UAV 辅助 RSMA 系统波束赋形算法

孙娜¹ 许鹏¹ 于春和¹
SUN Na XU Peng YU Chunhe

摘要

针对现有 RIS-UAV 辅助 RSMA 系统中采用一层 RS 结构下易产生多用户干扰最终抑制波束赋形的性能等问题, 文章提出一种基于二层 RS 结构的 RIS-UAV 辅助 RSMA 系统波束赋形算法。首先, 为了能够灵活地管理多用户间干扰, 通过引入二层 RS 结构使得每个用户不再需要严格的排序来进行串行干扰消除; 其次, 由于系统总速率最大化问题的非凸性和耦合性, 将优化问题转换为 WMMSE 最小化, 并采用 AO 算法对主被动波束赋形进行解耦交替优化; 最后, 通过引入回溯搜索思想对基于传统 P-CCP 的 RIS 相移进行优化设计, 改善在二层 RS 结构下导致的高度非线性的多维搜索空间问题。实验结果表明, 与一层 RSMA 和 SDMA 相比, 文章所提算法在具有较高收敛性的情况下, 显著提高了系统的总速率。

关键词

智能反射面; 速率分拆多址接入; 无人机; 波束赋形; 加权最小均方误差

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2025.01.013

0 引言

随着通信系统的飞速发展, 6G 旨在实现数百 Gbit/s 的超高速率传输。但信号传播易受衰减和干扰的影响, 限制了系统容量和覆盖。可重构智能表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 通过对电磁波的智能反射和调控, 动态调整信号传播路径, 增强信号覆盖范围。无人机携带 RIS 可灵活部署, 解决信号衰减和覆盖不全的问题。尽管 RIS 和 UAV 的结合能灵活增强信号覆盖并缓解衰减, 但在多用户场景中仍面临干扰、频谱效率低和资源分配不均等问题。速率分拆多址接入技术 (rate-splitting multiple access, RSMA) 通过高效的干扰管理和灵活的资源分配, 允许多用户共享频谱资源, 提升系统性能^[1]。同时, 波束赋形通过优化信号传输路径, 改善信号覆盖和干扰抑制。在 RIS-UAV 辅助 RSMA 系统中, 联合优化主被动波束赋形可显著提升频谱效率和系统总速率。

近年来, 研究者们致力于解决基站波束赋形和 RIS 相移设计的主被动波束赋形联合优化问题。文献[2]研究了一种以加权最小均方误差 (weighted minimum mean squared error, WMMSE) 为基础算法设计的发射波束赋形, RIS 相移的优化通半定松弛和优化最小化技术, 最终实现系统最大化总速率。文献[3]研究了 RIS-UAV 辅助 MU-MISO 通信系统, 利用 BCD 和拉格朗日对偶变换提出了一种鲁棒的块坐标拉格朗日对偶变换方案, 实现了 UAV 非期望振荡下的加权和速率最大化问题。然而, 多个用户共享相同的无线资源时, 信号干扰不可避免, 波束赋形技术在管理干扰上存在局限性,

无法完全消除多用户之间的干扰。

RSMA 技术通过用户消息的拆分和非正交传输, 实现更高效的干扰管理, 并结合 RSMA 波束赋形技术, 优化波束方向和资源分配, 为不同用户提供最佳支持, 已在 RIS 辅助的多用户 MISO 通信系统中应用。文献[4]针对波束赋形问题的非凸性, 采用交替优化方法设计次优算法以最大化系统总可达速率。文献[5]研究了在不完美的串行干扰消除下的 RSMA 技术, 利用块坐标下降法、启发式方法和黎曼共轭梯度算法进行联合优化, 实现系统加权和速率最大化。

文献[4-5]的研究是基于一层 RS 结构的 RIS-UAV 辅助 RSMA 波束赋形算法, 但串行干扰消除 (serial interference cancellation, SIC) 增加了系统的复杂性并引入额外的干扰信号。本文首次提出了二层 RS 结构, 避免严格的干扰消除, 减少干扰影响^[6]。此外, 传统的波束赋形算法计算复杂度、收敛速度慢且易偏离最优解, RIS 相移的非凸模约束通常表现为一个严格的等式约束, 增加了求解难度。文献[7-8]中普遍采用了惩罚凸凹过程 (penalty-convex-concave procedure, P-CCP) 进行求解。P-CCP 通过引入罚函数来处理非凸约束, 在每次迭代中调整惩罚项, 能够逐步缩小可行解的范围, 逼近全局最优解, 同时提高收敛速度。但传统的 P-CCP 设计 RIS 相移时, 若惩罚函数取值过大导致准确性降低, 并在二层 RS 结构的高维搜索空间中容易获得次优解的问题。

综上, 本文提出了一种基于二层 RS 结构的 RIS-UAV 辅助 RSMA 波束赋形算法, 利用 WMMSE 方法解决 MU-MISO 系统联合波束赋形非凸优化问题的基础上, 通过交替优化 (alternating optimization, AO) 算法进行主被动波束赋形的解耦与优化。对于 RIS 相移的模一约束, 采用基于回溯搜索

1. 沈阳航空航天大学电子信息工程学院 辽宁沈阳 110000

的惩罚凸凹过程 (backtracking search penalty-convex-concave procedure, BSP-CCP) 算法, 改善了由二层 RS 消息分层结构带来的优化问题复杂性、收敛速度慢和高度非线性的多维搜索空间问题。

1 系统模型

RIS-UAV 辅助 RSMA 下行系统模型如图 1 所示。本文考虑无人机搭载 RIS 辅助下行链路多用户分组 RSMA 系统, 基站 (base station, BS) 和用户之间的直接链路被障碍物完全阻挡。BS 配置 M 根天线, 搭载在 UAV 上的 RIS 板配置 N 个被动反射单元。考虑无人机在固定的高度上飞行, 沿着半径为 r 的圆以速度 a 匀速飞行, 则飞行时长为 $T = 2\pi r/a$, 系统中存在 K 个单天线用户, 分为 g 个组 $g = \{1, 2, \dots, G\}$ 。

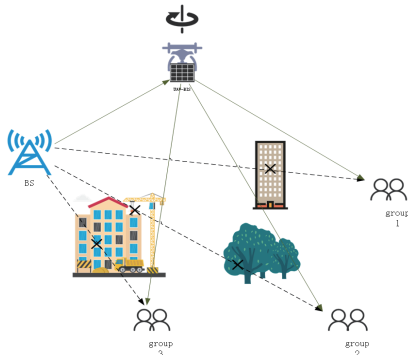


图 1 RIS-UAV 辅助 RSMA 下行系统模型图

第 k 个用户接收到的信号定义为:

$$y_k = h_k^H x + n_k \quad (1)$$

式中: $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{n,k}^2)$ 是接收机处的加性高斯白噪声; h_k^H 为 BS 到第 k 个用户的等效信道, 表示为:

$$h_k^H = H_{BR} \Phi h_{Rk}^H \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (2)$$

式中: 定义 RIS 处的系数矩阵为 $\Phi = \text{diag}\{v\} = \text{diag}[e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}]^T \in \mathbb{C}^{N \times N}$, $H_{BR} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 和 $h_{Rk}^H \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为 BS 到 RIS 以及 RIS 到的第 k 个用户的信道增益。 x 表示为 BS 处的发射信号:

$$x = P s = P_K s_K + \sum_{g \in G} P_{K_g} s_{K_g} + \sum_{k \in K} P_k s_k \quad (3)$$

式中: $s = [s_K, s_{K_g}, \dots, s_{K_g}, s_1, \dots, s_k]^T$ 为传输的数据向量, $P = [P_K, P_{K_g}, \dots, P_{K_g}, P_1, \dots, P_k]$ 为对应的 BS 波束赋形矩阵。假设第 g 个组内的用户个数为 K_g , 在二层速率拆分 (rate splitting, RS) 结构中将用户信息拆分成组间公共消息、组内公共消息和私有消息三部分, 各用户公共消息部分被编码为一个公共数据流 s_K , 各组内用户公共消息编码为一个公共部分 s_{K_g} , 各用户的私有信息被独立的编码为 s_k , 发射功率受 $\text{tr}(P P^H) \leq P_t$ 约束。本文假设系统的信道状态信息完全已知, 且遵循莱斯衰落信道模型, 具体表达式为:

$$h = \sqrt{\alpha_0 (d/d_0)^\alpha} (\sqrt{\beta/\beta+1} h^{\text{LoS}} + \sqrt{1/\beta+1} h^{\text{NLoS}}) \quad (4)$$

式中: d_0 表示参考路径; α_0 为路径损耗指数; β 为莱斯因子; h^{NLoS} 表示非视距链路; h^{LoS} 表示视距链路。

每个用户需要解调 3 个数据流 s_K 、 s_{K_g} 以及 s_k , 首先解调所有用户的公共部分 s_K , 此时将组内公共消息和每个用户私有消息视为干扰, 因此其信号与干扰加噪声比 (signal to interference plus noise ratio, SINR) 为:

$$\gamma_k^K = \frac{|h_k^H p_K|^2}{\sum_{g \in G} |h_k^H p_{K_g}|^2 + \sum_{k \in K} |h_k^H p_k|^2 + \sigma^2} \quad (5)$$

当解调成功所有用户的公共部分 s_K 后, 在接收信号中进行串行干扰消除, 然后解调第 g 个组内的公共信息部分, 并将其他组的公共部分和各用户的私有部分视为干扰, 其 SINR 表示为:

$$\gamma_k^{K_g} = \frac{|h_k^H p_{K_g}|^2}{\sum_{g' \in G, g' \neq g} |h_k^H p_{K_{g'}}|^2 + \sum_{k \in K} |h_k^H p_k|^2 + \sigma^2} \quad (6)$$

同理, 在用户 k 处解码私有信息 s_k 的 SINR 为:

$$\gamma_k = \frac{|h_k^H p_k|^2}{\sum_{g' \in G, g' \neq g} |h_k^H p_{K_{g'}}|^2 + \sum_{j \in K, j \neq k} |h_k^H p_j|^2 + \sigma^2} \quad (7)$$

因此对于 3 个数据流 s_K 、 s_{K_g} 以及 s_k 的可实现速率分别为 $R_k^K = \log_2(1 + \gamma_k^K)$ 、 $R_k^{K_g} = \log_2(1 + \gamma_k^{K_g})$ 以及 $R_k = \log_2(1 + \gamma_k)$ 。由于需要使各用户都能满足其性能, 且为了确保所有用户公共信息都能被成功解码, 可实现的公共速率需要满足 $R_K = \min\{R_1^K, \dots, R_K^K\}$ 以及 $R_{K_g} = \min_k \{R_k^{K_g} | k \in K_g\}$ 。 R_K 在所有用户之间共享, C_k^K 表示为第 k 个用户的公共速率, 满足: $\sum_{k \in K} C_k^K = R_K$ 。 R_{K_g} 在组 K_g 之间共享, $C_k^{K_g}$ 是第 k 个用户的组内公共速率, 满足 $\sum_{k \in K_g} C_k^{K_g} = R_{K_g}$ 。综上, 对于第 k 个用户的总速率为 $R_{k, \text{tot}} = C_k^K + C_k^{K_g} + R_k$, 其中 $k \in K$ 。

2 优化问题的提出

在文献 [4] 中, 基于一层 RS 结构的波束赋形优化问题考虑了 BS 发射功率、RIS 相移及 RSMA 公共速率向量分配的约束。由于一层 RS 结构中 SIC 需严格的用户排序导致组内干扰增加, 资源分配不均, 限制了系统总吞吐量。为此, 本文对组间和组内公共速率向量分配进行约束, 以减少干扰并平衡资源分配。结合系统模型, 在 UAV 每个飞行时隙内, 本文构建了满足上述约束条件的最大化系统总速率的优化问题:

$$\text{P1: } \max_{\{p\}, \{\theta\}, \{c\}} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K R_{k, \text{tot}} \quad (8)$$

$$\text{s.t. C1: } \sum_{k \in K} C_k^K(l) \leq R_K$$

$$\text{C2: } \sum_{k \in K_g} C_k^{K_g}(l) \leq R_{K_g}$$

$$\text{C3: } R_{k, \text{tot}}(l) \geq R_k^{\text{th}}$$

$$\text{C4: } c(l) \geq 0, \forall l = 1, \dots, L$$

$$\text{C5: } \sum_{l=1}^L \text{Tr}(p(l)p(l)^H) \leq P_{\text{max}}$$

$$\text{C6: } |v_n| = 1, \forall n = 1, \dots, N$$

式中: 假设将无人机飞行时隙划分为离散的 $l = \{1, \dots, L\}$ 个点,

$c(l) = [C_k^c(l), C_k^{K_g}(l)]$, $\forall k \in \mathcal{K}$ 为第 l 飞行时隙的公共速率向量, 通过联合优化主被动基站波束赋形来实现系统总速率最大化。C1 为公共信号的约束; C2 为组内公共信号可用于组内所有用户的约束; C3 为所有用户所需的最小速率; C4 为所有用户公共速率向量的约束; C5 和 C6 分别是 BS 功率和 RIS 相移约束。

由于非凸约束和优化变量的耦合性, 优化问题难以直接求得最优解。因此, 本文将优化问题转换为 WMMSE 最小化问题, 采用 AO 算法解耦并交替优化两个子问题: (1) 在固定 RIS 反射相移的条件下, 对基站波束赋形进行求解; (2) 在固定基站波束赋形矩阵的条件下, 通过 BSP-CCP 算法对 RIS 相移进行迭代求解。

3 联合波束赋形优化算法设计

3.1 BS 波束赋形设计

在固定 RIS 相移的情况下, 优化基站波束赋形。由于二层 RS 结构引入了复杂的干扰管理, 并需在多层次消息间进行资源优化分配。受文献[9]的启发, WMMSE 通过推导总速率与均方误差之间的关系, 引入权重来优化用户信号质量, 有效管理干扰, 确保资源合理分配, 因此本文考虑采用 WMMSE 对非凸优化问题进行求解。

首先解码所有组的公共信息, 然后将其在接收信号中减掉, 可得到组内公共消息部分和私有消息部分, 最后减去组内公共部分可得到私有消息部分。分别表示为: $\hat{S}_{K,k} = g_{K,k} y_k$, $\hat{S}_{K_g,k} = g_{K_g,k} (y_k - h_k^H p_{K,k} s_K)$, $\hat{s}_k = g_k (y_k - h_k^H p_{K,k} s_K - h_k^H p_{K_g,k} s_{K_g})$ 。其中, $g_{K,k}$ 表示用户 k 对公共信息部分的均衡器; $g_{K_g,k}$ 表示组 g 中的用户 k 解调组内公共部分信息的均衡器; g_k 表示用户 k 对私有信息部分的均衡器。

因此, 解调所有组的公共信息、组内公共信息以及私有信息的均方误差 (mean-square error, MSE) 可分别表示为:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{K,k} &= |g_{K,k}|^2 T_{K,k} - 2\Re\{g_{K,k} h_k^H p_{K,k}\} + 1 \\ \varepsilon_{K_g,k} &= |g_{K_g,k}|^2 T_{K_g,k} - 2\Re\{g_{K_g,k} h_k^H p_{K_g,k}\} + 1 \\ \varepsilon_k &= |g_k|^2 T_k - 2\Re\{g_k h_k^H p_k\} + 1 \end{aligned} \quad (9)$$

式中: $T_{K,k} = |h_k^H p_K|^2 + |h_k^H p_{K_1}|^2 + \dots + |h_k^H p_{K_G}|^2 + |h_k^H p_k|^2 + \dots + |h_k^H p_K|^2 + 1$, $T_{K_g,k} = |h_k^H p_{K_g}|^2 + \dots + |h_k^H p_{K_1}|^2 + \dots + |h_k^H p_K|^2 + 1$, $T_k = |h_k^H p_K|^2 + \dots + |h_k^H p_{K_g}|^2 + |h_k^H p_k|^2 + \dots + |h_k^H p_K|^2 + 1$ 。根据一阶最优条件, 分别对上述 MSE 的均衡器求一阶导数, 并令导数等于 0, 可以得到最优的最小均方误差均衡器分别为 $(g_{K,k})^{\text{MMSE}} = p_{K,k}^H h_k T_{K,k}^{-1} (g_{K,k})^{\text{MMSE}}$, $(g_{K_g,k})^{\text{MMSE}} = p_{K_g,k}^H h_k T_{K_g,k}^{-1} (g_{K_g,k})^{\text{MMSE}}$, $(g_k)^{\text{MMSE}} = p_k^H h_k T_k^{-1} (g_k)^{\text{MMSE}}$ 。将上述均衡器带入式 (9) 中, 可分别得 $(\varepsilon_{K,k})^{\text{MMSE}} = T_{K,k}^{-1} I_K^k$, $(\varepsilon_{K_g,k})^{\text{MMSE}} = T_{K_g,k}^{-1} I_{K_g}^k$, $(\varepsilon_k)^{\text{MMSE}} = T_k^{-1} I_k^k$ 。其中, $I_K^k = T_{K,k}$, $I_{K_g}^k = T_{K_g,k}$, $I_k^k = T_k - |h_k^H p_k|^2$ 。根据 MMSE, 用户 k 在解调所有组的公共信息、组内公共信息以及私有信息的 SINR 可以分别表示为 $\gamma_k^c = 1/(\varepsilon_{K,k})^{\text{MMSE}} - 1$, $\gamma_k^{K_g} = 1/(\varepsilon_{K_g,k})^{\text{MMSE}} - 1$

以及 $\gamma_k = 1/(\varepsilon_k)^{\text{MMSE}} - 1$ 。相应的速率可以表示为 $R_k^c = -\log_2((\varepsilon_{K,k})^{\text{MMSE}})$, $R_k^{K_g} = -\log_2((\varepsilon_{K_g,k})^{\text{MMSE}})$ 以及 $R_k = -\log_2((\varepsilon_k)^{\text{MMSE}})$ 。

引入加权均方误差, 将非凸速率转换为凸形式, 得到增强的加权均方误差为:

$$\begin{aligned} \xi_{K,k} &= u_{K,k} \varepsilon_{K,k} - \log_2(u_{K,k}), \\ \xi_{K_g,k} &= u_{K_g,k} \varepsilon_{K_g,k} - \log_2(u_{K_g,k}), \\ \xi_k &= u_k \varepsilon_k - \log_2(u_k) \end{aligned} \quad (10)$$

与上述过程类似, WMSE 对均衡器求导等于零并带入 WMSE 中, 可以得到最优的 MMSE 权重分别为 $(u_{K,k})^* = ((\varepsilon_{K,k})^{\text{MMSE}})^{-1}$, $(u_{K_g,k})^* = ((\varepsilon_{K_g,k})^{\text{MMSE}})^{-1}$, $(u_k)^* = ((\varepsilon_k)^{\text{MMSE}})^{-1}$ 。

因此 $(\varepsilon_{K,k})^{\text{MMSE}} = 1 - R_k^c$, $(\varepsilon_{K_g,k})^{\text{MMSE}} = 1 - R_k^{K_g}$, $(\varepsilon_k)^{\text{MMSE}} = 1 - R_k$ 。优化问题 P1 可以等价地变换为优化问题:

$$\begin{aligned} \text{P2: } \min_{\{P, \{x\}, \{g\}, \{u\}\}} & \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \xi_{k,\text{tot}} \\ \text{s.t. } & \text{C5, C10: } \sum_{k \in \mathcal{K}} X_k^c(l) - (K-1) \geq \xi_K \\ & \text{C11: } \sum_{k \in \mathcal{K}_g} X_k^{K_g}(l) - (K_g-1) \geq \xi_{K_g} \\ & \text{C12: } \xi_{k,\text{tot}}(l) \leq 1 - R_k^{\text{th}} \\ & \text{C13: } x(l) \leq 1, \forall l = 1, \dots, L \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $\xi_{k,\text{tot}} = X_k^c + X_k^{K_g} + \xi_k$, $u = [u_1^c, \dots, u_K^c, u_1^{K_g}, \dots, u_{K_g}^{K_g}, u_1, \dots, u_K]$ 为引入的辅助变量权重, $g = [g_1^c, \dots, g_K^c, g_1^{K_g}, \dots, g_{K_g}^{K_g}, g_1, \dots, g_K]$ 为均衡器以及对公共速率向量 c 的转换为 $X = [X_1^c, \dots, X_K^c, X_1^{K_g}, \dots, X_{K_g}^{K_g}]$, 可以计算得到 $\xi_{k,\text{tot}} = X_k^c + X_k^{K_g} + \xi_k$, $\xi_K = \max\{\xi_{K,1}, \dots, \xi_{K,K}\}$, $\xi_{K_g} = \max\{\xi_{K_g,1}, \dots, \xi_{K_g,K/G}\}$ 。在此, 优化问题 P1 被转化为一个关于基站波束赋形的凸优化问题, 可利用 CVX 求解器对其进行直接求解, 从而获得最优解。

3.2 基于 BSP-CCP 算法优化 RIS 相移的设计

3.2.1 问题转换

在求解 RIS 相移时, 固定基站波束赋形。鉴于速率最大化问题的复杂性及其非凸性, 使用 WMMSE 算法将优化问题转换为关于 RIS 相移的凸函数, 使得优化过程更易于计算。在 WMMSE 算法的基础上, 给定 u 、 g 以及 X 的情况下, 由于 $h_K = h_{\text{RK}}^H \Phi H_{\text{BR}} = v^H \text{diag}(h_{\text{RK}}^H) H_{\text{BR}}$, $\xi_{k,\text{tot}} = X_k^c + X_k^{K_g} + \xi_k$, 且在此假设 X_k^c 及 $X_k^{K_g}$ 给定, 将定 u 、 g 带入, 可得:

$$\begin{aligned} \xi_k &= u_k [|g_k|^2 |h_k^H p_{K_2}|^2 + \dots + |h_k^H p_{K_G}|^2 + |h_k^H p_k|^2 + \dots + |h_k^H p_K|^2] - \\ & \text{diag}(h_{\text{RK}}) v + u_k |g_k|^2 \sum_{j=1}^K v^H \text{diag}(h_{\text{RK}}^H) H_{\text{BR}} p_j p_j^H H_{\text{BR}}^H \text{diag}(h_{\text{RK}}) v - \\ & 2\Re\{g_k h_k^H p_k\} + 1 - \log_2(u_k) = u_k |g_k|^2 \sum_{j=2}^G v^H \text{diag}(h_{\text{RK}}^H) H_{\text{BR}} p_{K_2} p_{K_2}^H H_{\text{BR}}^H \\ & 2u_k \Re\{g_k h_k^H p_k\} + u_k - \log(u_k) \end{aligned} \quad (12)$$

式中: 定义 $\Psi_{K_2} = \text{diag}(h_{\text{RK}}^H) H_{\text{BR}} p_{K_2} p_{K_2}^H H_{\text{BR}}^H \text{diag}(h_{\text{RK}})$, $\Psi_i = \text{diag}(h_{\text{RK}}^H) H_{\text{BR}} p_i p_i^H H_{\text{BR}}^H \text{diag}(h_{\text{RK}})$ 。

上式简化为:

$$\begin{aligned} \xi_k = & u_k |g_k|^2 \sum_{i=2}^G v^H \Psi_{K_2} v + u_k |g_k|^2 \sum_{i=1}^K v^H \Psi_i v \\ & + u_k |g_k|^2 - 2u_k \Re \{ g_k v^H \text{diag}(h_{rk}^H) H_{BR} p_k \} \\ & + u_k - \log_2(u_k) \end{aligned} \quad (13)$$

如上, ξ_K 及 ξ_{K_2} 可以同理简化得到。可以观察到, 以上均是关于 v 的凸函数, 不过在此多一个模一约束。可以构造以下的优化问题:

$$\begin{aligned} \text{P3: } \min_{\{v, u\}} & \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \xi_{K, \text{tot}} \\ \text{s.t. } & \text{C6, C10 C11 C13} \\ & \text{C14: } \xi_{K, \text{tot}}(l) \leq 1, \forall l=1, \dots, L \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $\xi_{K, \text{tot}} = X_K^K + X_{K_2}^{K_2} + \xi_K$ 。但优化问题 P3 中 C6 关于 RIS 相移的约束为非凸约束, 接下来本文将采用 BSP-CCP 算法对 RIS 相移进行优化求解。

3.2.2 基于 BSP-CCP 的 RIS 波束赋形设计

在本文的通信场景中, 二层 RS 结构增加了系统干扰管理和资源分配的复杂性, 导致 P-CCP 算法计算复杂度。此外, 传统 P-CCP 算法在初期迭代时若惩罚函数过大, 会陷入局部最优解, 且会使目标函数值过小, 降低准确度, 因此惩罚函数的取值至关重要^[7-8]。本文采用 BSP-CCP 算法缩放惩罚函数, 回溯搜索程序是通过遍历搜索问题的所有可能解, 在搜索过程中, 当发现当前的部分解不能满足问题的条件时, 就会回溯到上一个状态, 直到找到满足条件的解。

首先, 对于优化问题 P3 中的约束 C6 非凸性的处理, 将模一约束重写为 $1 \leq |v_n|^2 \leq 1$ ($1 \leq n \leq N$)。这样, $|v_n|^2 \leq 1$ 为凸约束, 因此只有 $|v_n|^2 \geq 1$ 需通过以下线性化过程进行转换:

$$|v_n^{[t]}|^2 - 2\text{Re}(v_n^H v_n^{[t]}) \leq -1, 1 \leq n \leq N \quad (15)$$

可以得到关于 v 的凸子问题, 则 P3 中的问题可以重新表述为:

$$\begin{aligned} \text{P4: } \min_{\{v, u\}} & \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \xi_{K, \text{tot}} - \lambda^l \|b\|_1 \\ \text{s.t. } & \text{C10, C11, C13, C14} \\ & \text{C15: } |v_n^{[t]}|^2 \leq 1 + b_{N+n} \\ & \text{C16: } |v_n^{[t]}|^2 - 2\text{Re}(v_n^H v_n^{[t]}) \leq b_n - 1 \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $v_n^{[t]}$ 是迭代 t 时的解, 是 $b = [b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_{2N}]^T \geq 0$ 施加在单位模量约束的等效线性约束上的松弛变量; $\lambda^{(l)}$ 是 $\|b\|_1$ 用于缩放惩罚的惩罚函数。对于惩罚函数的搜索过程包括内外层迭代, 涉及到两层回溯流程。具体的迭代过程总结如表 1 所示。

表 1 基于 BSP-CCP 算法的 RIS 波束赋形优化算法

初始化 $\Phi^{(0)}, C^{(0)}, t=0$, 放大因子 $\mu > 1$, 收敛精度 ϵ
外层迭代指数 t_1 , 内层迭代指数 t_2
外层迭代
内层迭代
求解 RIS 相移凸问题得到 $v^{(t_2)}$
更新 $\lambda^{(t_2+1)} = \max\{\mu \lambda^{(t_2)}, \lambda_{\max}\}$

$$\begin{aligned} & t_2 \leftarrow t_2 + 1 \\ & \text{直到 } \|v^{(t_2+1)} - v^{(t_2)}\| < \epsilon \\ & \text{计算第 } t_1 \text{ 次迭代的总速率 } R_{\text{sum}}^{(t)} = \sum_{k=1}^K R_k^{(t)} \\ & \lambda^{(t_1)} = \lambda^{(t_1)} / \mu, \\ & t_1 \leftarrow t_1 + 1; \\ & \text{直到 } |R_{\text{sum}}^{(t_1)} - R_{\text{sum}}^{(t_1-1)}| < \epsilon \end{aligned}$$

4 仿真分析

4.1 仿真参数设置

本文设置基站的位置为 (0, 0), 无人机携带 RIS 的位置为 (20, 5), 无人机沿着半径为 20 m 的圆飞行且飞行高度为 50 m, 用户组个数设置为 3, 组半径为 10 m, 每个用户组的中心位置设置为 (30, 20) (50, 0) (40, -20)。假设各节点间信道的莱斯衰落信道模型, 其中距离 $d_0 = 1$ m 时的参考路径损耗设置为 $C_0 = -30$ dB, 基站到 RIS-UAV 链路的莱斯因子设置为 $\beta = 5$ dB, RIS-UAV 到用户链路设置为 $\beta = 3$ dB。噪声功率为 -100 dBm, 基站最大发射功率为 30 dBm。

4.2 仿真结果分析

图 2 展示了所提 AO 算法在不同参数组合下的收敛性能。迭代次数表示优化一次基站波束赋形和一次 RIS 相移时, 直至收敛的次数。结果表明, 系统总速率随迭代次数增加逐渐趋于稳定。当 M 、 N 和 $P_{\max}$ 增加时, 系统总速率显著提升, 表明随着数值的增加可以提供更强的空间分集和波束成形增益。然而, 用户数量增加时, 虽然总速率上升, 但收敛速度变慢, 因优化问题的复杂性增加, 需更多计算以管理系统干扰。这些结果验证了 WMMSE 和 BSP-CCP 算法在基于二层 RS 结构的 RIS-UAV 辅助 RSMA 系统中的有效性。

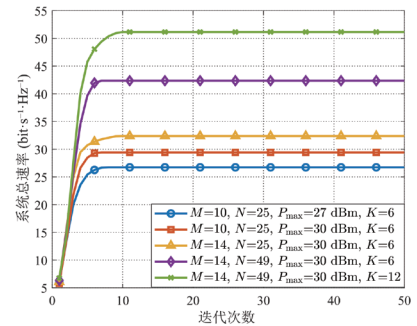


图 2 不同参数下的算法收敛性能比较

图 3 展示了在不同功率和 RIS 相移优化算法下, RIS 元件数对系统总速率的影响。随着 RIS 元件数的增加, 系统总速率提升。BSP-CCP 算法在不同功率下的系统总速率均优于 ADMM 算法, 尤其是在高 RIS 元件数时, 优势更加显著, 因其在高维优化问题中采用了分步优化, 能够有效接近全局最优解。而在处理大规模 RIS 时计算和通信开销增大, 导致收敛速度和效果不及 BSP-CCP。最大发射功率增加, 系统总速率显著提升, 表明信号强度和信噪比的提升能够有效减少噪声干扰。随机相位的系统总速率明显低于优化算法, 这进

一步证明了优化算法在 RIS 系统中应用的必要性和有效性。

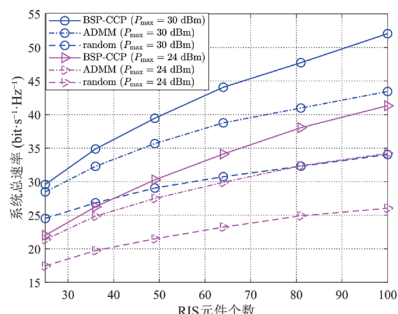


图3 不同 RIS 相移优化算法下 RIS 元件个数对系统总速率的影响

图4展示了RIS反射元件数对不同多址接入系统总速率的影响。二层RS结构在随机相移情况下表现最佳,显示其在干扰管理上的鲁棒性和有效性。一层RS结构次之,尽管其干扰管理机制较简单,但仍优于SDMA。虽然随机相移导致系统总速率下降,但RSMA的灵活干扰管理部分抵消了这一影响,维持较高的系统总速率。SDMA方案的总速率低于RSMA,但也随RIS元件数增加而提高,因其在处理多用户干扰时效率较低。该结果进一步验证了本文所提BSP-CCP算法在RIS相移优化中的有效性。

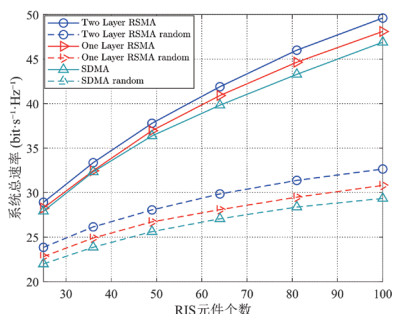


图4 RIS 元件个数对 RIS-UAV 辅助不同多址接入系统下总速率的影响

5 结语

本文提出了一种基于二层RS结构RIS-UAV辅助RSMA波束赋形算法,通过WMMSE和BSP-CCP算法实现系统最大总速率,并有效解决了二层RS结构带来的干扰管理和复杂性。将系统总速率最大化问题转换为WMMSE最小化问题,通过AO交替优化两个子问题,并引入回溯搜索思想对传统P-CCP优化RIS相移算法进行改进,有效解决了传统算法的局部最优解和计算复杂度高的问题。仿真结果表明,本文所提方案收敛性高,且相比SDMA和一层RS结构,用户信息传输速率更高。

参考文献:

- [1] XIA H Y, MAO Y J, CLERCKX B, et al. Weighted sum-rate maximization for rate-splitting multiple access based secure communication[C/OL]//2022 IEEE Wireless

Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE, 2022[2024-01-19]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9771854>.

- [2] XUE Q, WEI R L, LI Z D, et al. Beamforming design for cooperative double-RIS aided mmwave MU-MIMO communications[J]. IEEE transactions on green communications and networking, 2024(7):1.
- [3] YANG Y M, HU H, ZHOU F H, et al. Robust beamforming and phase shift optimization for RIS-assisted uav multiuser MISO communication networks[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2024,73(10):15687-15692.
- [4] LIMA B K S, DINIS R, COSTA D B D, et al. Rate-splitting multiple access networks assisted by aerial intelligent reflecting surfaces[C/OL]//2022 IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM). Piscataway: IEEE, 2022[2024-02-16]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/10000454>.
- [5] SINGH S K, AGRAWAL K, SINGH K, et al. RSMA for hybrid RIS-UAV-aided full-duplex communications with finite blocklength codes under imperfect SIC[J]. IEEE transactions on wireless communications, 2023,22(9):5957-5975.
- [6] MAO Y J, CLERCKX B, LI V O K. Rate-splitting multiple access for downlink communication systems: bridging, generalizing and outperforming SDMA and NOMA[DB/OL]. (2017-10-30)[2024-04-11]. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1710.11018>.
- [7] YAO J C, XU J D, XU W, et al. Robust beamforming design for RIS-aided cell-free systems with CSI uncertainties and capacity-limited backhaul[J]. IEEE transactions on communications, 2023,71(8):4636-4649.
- [8] SHEN M, LEI X F, MATHIOPOULOS P T, et al. Robust beamforming design for IRS-aided secure communication systems under complete imperfect CSI[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2023,72(6):8204-8209.
- [9] SHI Q J, RAZAVIYAYN M, LUO Z Q, et al. An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel[J]. IEEE transactions on signal processing, 2011,59(9):4331-4340.

【作者简介】

孙娜(2000—),女,山东嘉祥人,硕士研究生,研究方向:无线与移动通信技术。

许鹏(1981—),男,辽宁沈阳人,博士,副教授,研究方向:未来移动通信关键技术。

于春和(1976—),男,辽宁绥中人,博士,副教授,研究方向:图像处理。

(收稿日期:2024-09-27)