

文章编号:1671-6833(2025)02-0067-08

# RIS 辅助无人机通信系统波束赋形双重循环优化算法

郭敬莹<sup>1, 2, 3</sup>, 刘龙飞<sup>1, 2, 3</sup>, 朱春华<sup>1, 2, 3</sup>

(1. 河南工业大学 粮食信息处理与控制教育部重点实验室, 河南 郑州 450001; 2. 河南工业大学 河南省粮食光电探测与控制重点实验室, 河南 郑州 450001; 3. 河南工业大学 信息科学与工程学院, 河南 郑州 450001)

**摘要:**为提高复杂城市环境中无人机(UAV)集成可重构智能表面(RIS)构成的 RIS-UAV 中继通信系统的频谱效率,研究了定轨迹 RIS-UAV 中继通信系统的最大化系统下行和速率问题,构建了一个联合主被动波束赋形的多变量非凸优化问题。为了解决该问题,设计了一种基于分式规划(FP)的流形优化的低复杂度交替优化双重循环算法。首先,通过 FP 算法将问题化简;其次,利用标准凸优化算法设计基站主动波束赋形,利用流形优化算法设计 RIS 被动波束赋形;最后,通过内外双重循环交替迭代优化直至收敛。仿真结果表明:所提算法与经典方案对比具有较好的收敛性和较低的复杂度,且在最大发射功率为 20 dBm 时,和速率比随机相位方案实现大约 6 dB 的增益。此外,RIS 采用 3 bit 离散相移时系统和速率性能与连续相移近似。

**关键词:**无人机;可重构智能表面;波束赋形;分式规划;流形优化

**中图分类号:**TN929.5

**文献标志码:**A

**doi:**10.13705/j.issn.1671-6833.2025.02.005

与传统的地面通信网络和卫星通信网络相比,无人机(unmanned aerial vehicle, UAV)辅助通信网络具有成本低、部署能力强、可控性高等优点。UAV 辅助通信是 6 G 移动通信网络中不可或缺的潜在技术之一<sup>[1-2]</sup>。在 UAV 中继通信系统设计中,除飞行控制方面的能耗外,UAV 作为中继还会额外增加信号传输和数据处理方面的能耗,这对 UAV 的续航时间提出了挑战<sup>[3]</sup>。同时,由于 UAV 机载能量有限且在恶劣的天气条件等复杂无线环境因素下 UAV 通信的可靠性难以保证,使得 UAV 在执行长期通信、复杂计算任务等方面具有挑战性<sup>[4]</sup>。虽然 UAV 中继通信系统面临上述挑战,但有望通过使用可重构智能表面(reconfigurable intelligent surface, RIS)技术来应对,从而进一步促进 6 G 网络的发展。

将 RIS 集成到 UAV(RIS-UAV)作为中继,可以改善信号传播环境、增强信号强度,并且 UAV 的高机动性为 RIS 部署带来了灵活性<sup>[5]</sup>。与传统的 UAV 中继通信系统相比,RIS-UAV 中继通信系统具有更低的功耗和更高的频谱效率。Long 等<sup>[6]</sup>研究了 RIS-UAV 作为中继辅助上行无线通信系统的能

效最大化问题,仿真表明,与无 RIS 的传统方案相比,所提设计可提高 38% 的能效。

目前,对于 RIS-UAV 中继通信系统的联合主被动波束赋形优化问题的研究主要分为两类:一类是基于深度学习,另一类是基于传统优化算法。基于深度学习算法的联合主被动波束赋形相关研究主要有 Peng 等<sup>[7]</sup>提出了一种 RIS-UAV 辅助系统的能量收集方案,该方案通过在几何空间上分割 RIS 无源反射阵列,并采用基于深度强化学习的鲁棒算法实现信息传输和能量收集的同步操作。Sun 等<sup>[8]</sup>研究了 RIS-UAV 辅助车载通信系统,在无人机预测车辆位置的情况下,利用深度强化学习算法进行 UAV 轨迹和 RIS 被动波束赋形的联合优化,以最大化系统通信速率。基于深度学习的优化算法虽然在固定场景下表现出色,但对 UAV 的内存和功耗施加了额外限制。此外,由于训练复杂度高,这类算法也难以在实际应用中灵活适应各种变化。基于传统优化算法的联合主被动波束赋形相关研究主要有 Cui 等<sup>[9]</sup>研究了 RIS 辅助的安全无线通信系统,提出了一种基于交替优化和半定松弛方法(semidefinite relaxation,

收稿日期:2024-10-19;修订日期:2024-12-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61901159);河南工业大学青年骨干教师培养计划(21420104)

作者简介:郭敬莹(1989—),女,江西遂川人,河南工业大学副教授,博士,主要从事可重构智能表面、毫米波通信等研究, E-mail:guoxinying@haut.edu.cn。

引用本文:郭敬莹,刘龙飞,朱春华. RIS 辅助无人机通信系统波束赋形双重循环优化算法[J]. 郑州大学学报(工学版), 2025,46(2):67-74. (GUO X Y, LIU L F, ZHU C H. Beamforming dual-loop optimization algorithm for RIS-assisted UAV communication systems[J]. Journal of Zhengzhou University(Engineering Science), 2025,46(2):67-74.)

SDR)来联合优化主被动波束赋形,旨在最大限度地提高合法通信链路的保密率,当 RIS 单元个数较多时,SDR 算法复杂度也较高。Elmossallamy 等<sup>[10]</sup>采用流形优化算法优化 RIS 被动波束赋形,使恒模约束下的总干扰最小,所提算法与广泛使用的处理恒模约束的 SDR 算法进行比较,结果表明流形优化方法大大优于 SDR 算法,该算法的复杂度主要取决于梯度计算,复杂度较高。Guo 等<sup>[11]</sup>首先通过分式规划(fractional programming, FP)算法将问题化简,然后结合基于线性块坐标下降更新规则和连续凸近似(successive convex approximation, SCA)算法,联合优化主被动波束赋形,用以最大化系统 WSR,将所提算法与流形优化算法进行比较,结果表明优化问题经 FP 算法化简后再使用 SCA 算法具有较低复杂度。Shang 等<sup>[12]</sup>研究了 UAV 群支持的空中 RIS 辅助下行链路通信系统用户设备(user equipment, UE)加权和速率最大化问题,作者首先通过 FP 算法中的二次变换法(quadratic transform, QT)将问题化简进而推导出基站(base station, BS)主动波束赋形和 RIS 被动波束赋形闭式解。然而文献[11-12]在主被动波束赋形交替迭代中只对 FP 算法引入的辅助变量更新一次,使得优化被动波束赋形时辅助变量并未随主动波束赋形变量更新,导致收敛速度慢。本文设计了基于 FP 的流形优化的交替优化(alternating optimization, AO)双重循环算法,采用双重循环结构更新 FP 算法引入的辅助变量,简化了优化问题,降低求解梯度复杂度的同时提高了算法收敛速度。

## 1 系统模型及问题描述

本文构建了城市复杂通信场景下的 RIS-UAV 辅助窄带下行链路通信模型,如图 1 所示。系统中 BS 配备  $M$  根天线, UAV 集成含有  $R$  个反射单元的 RIS 服务于  $K$  个单天线 UE,假设  $K$  个单天线 UE 均匀分布在以  $c$  为半径的圆内,且 UE 与 BS 处于同一高度。考虑 RIS-UAV 有固定飞行高度  $H$  和飞行轨迹  $L$ ,飞行轨迹  $L$  由 BS 端上方直线飞行到 UE 区域中心上方。

RIS-UAV 以  $V_{\text{avg}}$  匀速飞行且飞行周期  $T$  被分为  $N$  个时隙,每个时隙长度为  $\nabla t$ 。 $\mathbf{q}_{\text{RIS}}[n] = [x_{\text{RIS}}[n], y_{\text{RIS}}[n]]$  为 RIS-UAV 在第  $n$  时隙的水平坐标,  $n = \{0, 1, \dots, N\}$ , 因此 RIS-UAV 的轨迹应满足以下条件<sup>[13]</sup>:

$$\|\mathbf{q}_{\text{RIS}}[n+1] - \mathbf{q}_{\text{RIS}}[n]\|^2 = \frac{\|\mathbf{q}_{\text{RIS}}[N] - \mathbf{q}_{\text{RIS}}[0]\|^2}{N}; \quad (1)$$

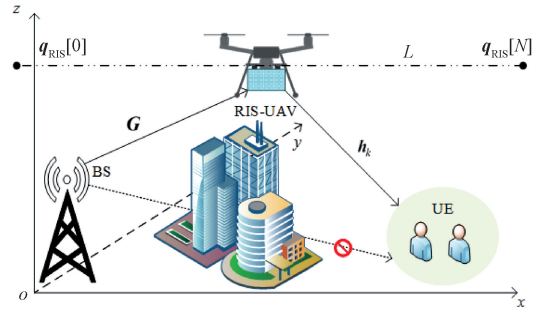


图 1 RIS-UAV 辅助多 UE 通信系统

Figure 1 RIS-UAV assisted multi-UE communication system

$$\begin{cases} \mathbf{q}_{\text{RIS}}[0] = \mathbf{l}_{\text{BS}}, \\ \mathbf{q}_{\text{RIS}}[N] = \mathbf{l}_{\text{UE}}. \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\mathbf{q}_{\text{RIS}}[0]$  和  $\mathbf{q}_{\text{RIS}}[N]$  分别表示 RIS-UAV 初始位置水平坐标与最终位置水平坐标;  $\mathbf{l}_{\text{UE}} = [x_{\text{UE}}, y_{\text{UE}}]$  为 UE 区域中心水平坐标, 则第  $k$  个 UE 的水平坐标为  $\mathbf{l}_{\text{UE},k} = [x_{\text{UE},k}, y_{\text{UE},k}]$ ,  $k = \{0, 1, \dots, K\}$ ;  $\mathbf{l}_{\text{BS}} = [x_{\text{BS}}, y_{\text{BS}}]$  为 BS 的水平坐标。

假设研究系统所涉及的信道状态信息(channel state information, CSI)在 BS 处是完全已知的, BS 天线和 RIS 反射元件的排列采用均匀线性阵列, BS 与 RIS 之间的链路(B-R 链路)以及 RIS 与 UE 之间的链路(R-U 链路)中含有视距分量。第  $n$  时隙, BS 到 RIS-UAV、RIS-UAV 到第  $k$  个 UE 的基带等效信道分别表示为<sup>[14]</sup>

$$\mathbf{G}[n] = \sqrt{\epsilon d_{\text{BR}}^{-\kappa}[n]} \left( \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon + 1}} \mathbf{a}_{\text{RIS}}(\psi[n]) \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\omega[n]) + \sqrt{\frac{1}{\epsilon + 1}} \bar{\mathbf{G}}[n] \right); \quad (3)$$

$$\mathbf{h}_k[n] = \sqrt{\epsilon d_{\text{RU}}^{-\tau}[n]} \left( \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon + 1}} \mathbf{a}_{\text{RIS}}(\nu_k[n]) + \sqrt{\frac{1}{\epsilon + 1}} \bar{\mathbf{h}}_k[n] \right). \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{G}[n] \in \mathbf{C}^{R \times M}$ ;  $\mathbf{h}_k[n] \in \mathbf{C}^{R \times 1}$ ;  $d_{\text{BR}}[n] = \sqrt{H^2 + \|\mathbf{q}_{\text{RIS}}[n] - \mathbf{l}_{\text{BS}}\|^2}$  为第  $n$  时隙 BS 到 RIS-UAV 距离;  $d_{\text{RU},k}[n] = \sqrt{H^2 + \|\mathbf{q}_{\text{RIS}}[n] - \mathbf{l}_{\text{UE},k}\|^2}$  为第  $n$  时隙 RIS-UAV 到第  $k$  个 UE 距离;  $\bar{\mathbf{G}}[n]$  和  $\bar{\mathbf{h}}_k[n]$  表示非视距分量, 其元素服从均值为 0 方差为 1 的循环对称复高斯分布<sup>[14]</sup>;  $\epsilon$  为单位距离信道功率增益;  $\kappa$  和  $\tau$  分别为 B-R 和 R-U 链路的路径损耗指数;  $\epsilon$  为莱斯衰落因子。

BS 的发送阵列响应矢量和 RIS 的接收阵列响应矢量表示为<sup>[14]</sup>

$$\mathbf{a}_{\text{BS}}(\omega[n]) = \left[ 1, e^{-j\frac{2\pi d}{L}\omega[n]}, \dots, e^{-j\frac{2\pi d}{L}(M-1)\omega[n]} \right]^T; \quad (5)$$

$$\mathbf{a}_{\text{RIS}}(\psi[n]) = \left[ 1, e^{-j\frac{2\pi d}{T}\psi[n]}, \dots, e^{-j\frac{2\pi d}{T}(R-1)\psi[n]} \right]^T. \quad (6)$$

式中:  $\omega[n] = (x_{\text{RIS}}[n] - x_{\text{BS}})/d_{\text{BR}}[n]$  为第  $n$  时隙 BS 的离开角余弦值;  $\psi[n] = (x_{\text{BS}} - x_{\text{RIS}}[n])/d_{\text{BR}}[n]$  为第  $n$  时隙 RIS-UAV 的到达角余弦值;  $d$  表示天线间距;  $T$  表示载波波长。

RIS 的发送阵列响应矢量表示为

$$\mathbf{a}_{\text{RIS}}(\nu_k[n]) = \left[ 1, e^{-j\frac{2\pi d}{T}\nu_k[n]}, \dots, e^{-j\frac{2\pi d}{T}(R-1)\nu_k[n]} \right]^T. \quad (7)$$

式中:  $\nu_k[n] = (x_{\text{UE},k} - x_{\text{RIS}}[n])/d_{\text{RU},k}[n]$  为第  $n$  时隙 RIS-UAV 到第  $k$  个 UE 的离开角余弦值<sup>[14]</sup>。

第  $n$  时隙 BS 的复基带传输信号可以表示为

$$x[n] = \sum_{k=1}^K \mathbf{p}_k[n] s_k[n]. \quad (8)$$

式中:  $s_k[n]$  表示第  $n$  时隙第  $k$  个 UE 的传输数据;  $\mathbf{P}[n] = [\mathbf{p}_1[n], \dots, \mathbf{p}_K[n]]$  表示第  $n$  时隙波束赋形矩阵;  $\mathbf{p}_k[n] \in \mathbf{C}^{M \times 1}$  表示第  $n$  时隙第  $k$  个 UE 的波束赋形向量, 则第  $n$  时隙 BS 端总发射功率约束为

$$\sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{p}_k[n] \mathbf{p}_k^H[n]) \leq P_{\max}, \text{ RIS 相移矩阵可表示为 } \Phi[n] = \text{diag}\{\varphi_1[n], \varphi_2[n], \dots, \varphi_R[n]\} \in \mathbf{C}^{R \times R}, \varphi_r[n] = e^{j\theta_r[n]}, \text{ 第 } r \text{ 个 RIS 单元的相移可表示为 } \theta_r[n] \in [0, 2\pi], r = \{1, 2, \dots, R\} \text{ [15]}.$$

第  $n$  时隙第  $k$  个 UE 的可达速率表示为

$$R_k[n] = \log_2 \left( 1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H[n] \Phi[n] \mathbf{G}[n] \mathbf{p}_k[n]|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H[n] \Phi[n] \mathbf{G}[n] \mathbf{p}_i[n]|^2 + \sigma_\delta^2} \right). \quad (9)$$

式中:  $\sigma_\delta^2$  表示噪声功率。

本文以 BS 发射功率和 RIS 相移为约束, 以 RIS-UAV 沿着轨迹  $L$  飞行时每时隙所有 UE 和速率最大化为优化目标, 联合优化 BS 主动波束赋形和 RIS 被动波束赋形。由于构建的优化问题在每时隙具有相同数学表达形式, 因此省略时隙  $n$ 。每时隙所有 UE 的和速率最大化优化问题 (10) 构建如下。

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{P}, \Phi} \sum_{k=1}^K \omega_k \log_2 \left( 1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \Phi \mathbf{G} \mathbf{p}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \Phi \mathbf{G} \mathbf{p}_i|^2 + \sigma_\delta^2} \right); & (10a) \\ \text{s. t.} & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{p}_k[n] \mathbf{p}_k^H[n]) \leq P_{\max}; & (10b) \\ & |\varphi_r|^2 = 1, r = 1, 2, \dots, R. & (10c) \end{cases}$$

式中:  $\omega_k$  表示第  $k$  个用户的数据权重; 约束 (10b) 表示 BS 发射功率约束; 约束 (10c) 表示 RIS 相移约束。

## 2 优化问题转换及求解

在本节设计一种 AO 算法, 将问题 (10) 分解为分别对 BS 主动波束赋形和 RIS 被动波束赋形进行优化的两个子问题。当给定  $\Phi$  时, 首先通过应用拉格朗日对偶变换法<sup>[16]</sup>将对数问题转换为 FP 问题, 然后利用 QT 法<sup>[17]</sup>将 FP 问题转换为凸问题, 最后采用拉格朗日乘子法对  $\mathbf{P}$  进行优化; 当给定  $\mathbf{P}$  时, 提出了一种基于 FP 的流形优化算法对  $\Phi$  进行优化。所设计的 AO 算法采用内外双重循环结构, 外循环交替优化关于  $\mathbf{P}$  和  $\Phi$  两个子问题, 内循环解决每个子问题并更新辅助变量, 迭代优化目标函数并逐步接近全局最优解。

### 2.1 BS 主动波束赋形优化

当给定优化变量  $\Phi$  时, 问题 (10) 转化为

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{P}} \sum_{k=1}^K \omega_k \log_2 \left( 1 + \frac{|\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{p}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{p}_i|^2 + \sigma_\delta^2} \right); & (11) \\ \text{s. t.} & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{p}_k[n] \mathbf{p}_k^H[n]) \leq P_{\max}. \end{cases}$$

式中:  $\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{h}_k^H \Phi \mathbf{G}$ 。使用拉格朗日对偶变换法, 同时引入辅助变量  $\mathbf{X} = [X_1, \dots, X_K]^T$ , 问题 (11) 可以等价<sup>[16]</sup>为

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{P}, \mathbf{X}} f_1(\mathbf{P}, \mathbf{X}) = \sum_{k=1}^K [\omega_k \log_2(1 + X_k) - \omega_k X_k + \frac{\omega_k(1 + X_k) |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{p}_k|^2}{\sum_{i=1}^K |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{p}_i|^2 + \sigma_\delta^2}]; & (12) \\ \text{s. t.} & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{p}_k[n] \mathbf{p}_k^H[n]) \leq P_{\max}. \end{cases}$$

当给定优化变量  $\mathbf{P}$  时, 问题 (12) 关于  $X_k$  是可微的且在  $X_k \geq 0$  时函数有最大值。令  $\partial f_1 / \partial X_k = 0$ , 则最优的  $X_k$  可由下式更新得到

$$\tilde{X}_k = \frac{|\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{p}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{p}_i|^2 + \sigma_\delta^2}. \quad (13)$$

当给定  $\mathbf{X}$  时, 问题 (12) 可以表示为

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{P}} f_2(\mathbf{P}) = \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{X}_k |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{p}_k|^2}{\sum_{i=1}^K |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{p}_i|^2 + \sigma_\delta^2}; & (14) \\ \text{s. t.} & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{p}_k[n] \mathbf{p}_k^H[n]) \leq P_{\max}. \end{cases}$$

式中:  $\tilde{X}_k = \omega_k(1 + X_k)$ 。

接着使用 QT 算法将问题 (14) 进一步转换。利用

QT 算法,同时引入辅助变量  $\boldsymbol{\rho} = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_K]^T$ , 问题(14)可以等价<sup>[17]</sup>

$$\begin{cases} \max_{\boldsymbol{P}, \boldsymbol{\rho}} f_3(\boldsymbol{P}, \boldsymbol{\rho}) = \sum_{k=1}^K \left[ 2\sqrt{\bar{X}_k} \Re\{\rho_k^* \hat{\boldsymbol{h}}_k \boldsymbol{p}_k\} - \right. \\ \quad \left. (|\rho_k|^2 \sum_{i=1}^K |\hat{\boldsymbol{h}}_k \boldsymbol{p}_i|^2 + \sigma_\delta^2) \right]; \\ \text{s. t. } \sum_{k=1}^K \text{tr}(\boldsymbol{p}_k[n] \boldsymbol{p}_k^H[n]) \leq P_{\max} \circ \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $\Re\{\rho_k^* \hat{\boldsymbol{h}}_k \boldsymbol{p}_k\}$  表示取  $\rho_k^* \hat{\boldsymbol{h}}_k \boldsymbol{p}_k$  的实部。

对于问题(15),当给定  $\boldsymbol{P}$  时,最优的  $\rho_k$  为

$$\tilde{\rho}_k = \frac{\sqrt{\bar{X}_k} \hat{\boldsymbol{h}}_k \boldsymbol{p}_k}{\sum_{i=1}^K |\hat{\boldsymbol{h}}_k \boldsymbol{p}_i|^2 + \sigma_\delta^2} \circ \quad (16)$$

当给定  $\boldsymbol{\rho}$  时,得到关于变量  $\boldsymbol{P}$  的优化问题为

$$\begin{cases} \max_{\boldsymbol{P}} f_3(\boldsymbol{P}); \\ \text{s. t. } \sum_{k=1}^K \text{tr}(\boldsymbol{p}_k[n] \boldsymbol{p}_k^H[n]) \leq P_{\max} \circ \end{cases} \quad (17)$$

式中:目标函数  $f_3(\boldsymbol{P})$  是关于  $\boldsymbol{p}_k$  的凹函数,约束(10b)所形成的可行域是一个凸集,问题(17)为凸优化问题,利用拉格朗日乘子法来求解问题(17),拉格朗日函数表示为

$$F(\boldsymbol{P}, \lambda) = f_3(\boldsymbol{P}) - \lambda \left( \sum_{k=1}^K \text{tr}(\boldsymbol{p}_k \boldsymbol{p}_k^H) - P_{\max} \right) \circ \quad (18)$$

式中:  $\lambda \geq 0$  为功率约束(10b)的拉格朗日乘子。当给定拉格朗日乘子  $\lambda$  时,令  $\partial F / \partial \boldsymbol{p}_k = 0$ , 则最优的  $\boldsymbol{p}_k$  可由下式更新:

$$\tilde{\boldsymbol{p}}_k = \sqrt{\bar{X}_k} \rho_k \left( \lambda \boldsymbol{I}_M + \sum_{k=1}^K |\rho_i|^2 \hat{\boldsymbol{h}}_k^H \hat{\boldsymbol{h}}_k \right)^{-1} \hat{\boldsymbol{h}}_k^H \circ \quad (19)$$

式中:  $\boldsymbol{I}_M$  代表  $M$  维单位矩阵;  $\lambda$  可由 Prox 线性更新规则<sup>[11]</sup>得到。

## 2.2 RIS 被动波束赋形优化

优化完 BS 主动波束赋形变量  $\boldsymbol{P}$  后,接着求解 RIS 被动波束赋形变量  $\boldsymbol{\Phi}$ 。令  $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_R]^H$ , 则 BS 到第  $k$  个 UE 的级联信道可以表示为

$$\boldsymbol{h}_k^H \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{G} \boldsymbol{p}_k = \boldsymbol{\varphi}^H \text{diag}(\boldsymbol{h}_k^H) \boldsymbol{G} \boldsymbol{p}_k = \boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,k} \circ \quad (20)$$

当给定优化变量  $\boldsymbol{P}$  时,问题(10)转化为

$$\begin{cases} \max_{\boldsymbol{\varphi}} \sum_{k=1}^K \omega_k \log_2 \left( 1 + \frac{|\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,k}|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,i}|^2 + \sigma_\delta^2} \right); \\ \text{s. t. } |\varphi_r|^2 = 1, r = 1, 2, \dots, R. \end{cases} \quad (21)$$

式中:  $\boldsymbol{v}_{k,k} = \text{diag}(\boldsymbol{h}_k^H) \boldsymbol{G} \boldsymbol{p}_i \circ$

问题(21)为非凸优化问题,本文提出基于 FP-流形优化算法来解决该问题。具体来说,首先通过拉格朗日对偶变换法,同时引入辅助变量  $\boldsymbol{o} = [o_1,$

$o_2, \dots, o_K]^T$ , 将问题(21)进行等价转换,该过程与问题(11)的等价转换过程相似,等价问题可以表示为

$$\begin{cases} \max_{\boldsymbol{P}} \sum_{k=1}^K \frac{\bar{o}_k |\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,k}|^2}{\sum_{i=1}^K |\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,i}|^2 + \sigma_\delta^2}; \\ \text{s. t. } |\varphi_r|^2 = 1, r = 1, 2, \dots, R. \end{cases} \quad (22)$$

式中:  $\bar{o}_k = \omega_k(1 + o_k)$ , 最优的  $o_k$  可由式(3)更新得到:

$$\tilde{o}_k = \frac{|\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,k}|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,i}|^2 + \sigma_\delta^2} \circ \quad (23)$$

将问题(22)经过 QT 算法转换得到下式:

$$\begin{cases} \max_{\boldsymbol{\varphi}, \boldsymbol{\beta}} \sum_{i=1}^K \left[ 2\sqrt{\bar{o}_k} \Re\{\beta_k^* \boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,k}\} - \right. \\ \quad \left. (|\beta_k|^2 \sum_{i=1}^K |\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,i}|^2 + \sigma_\delta^2) \right]; \\ \text{s. t. } |\varphi_r|^2 = 1, r = 1, 2, \dots, R. \end{cases} \quad (24)$$

式中:  $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_K]^T$  为 QT 法引入的辅助变量。

当给定  $\boldsymbol{\varphi}$  时,最优的  $\beta_k$  为

$$\tilde{\beta}_k = \frac{\sqrt{\bar{o}_k} \boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,k}}{\sum_{i=1}^K |\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{v}_{k,i}|^2 + \sigma_\delta^2} \circ \quad (25)$$

当给定  $\boldsymbol{\beta}$  时,令  $\boldsymbol{b} = \sum_{k=1}^K \sqrt{\bar{o}_k} \beta_k^* \boldsymbol{v}_{k,k} \in \mathbf{C}^{R \times 1}$ ,  $\boldsymbol{A} = \sum_{k=1}^K (|\beta_k|^2 \sum_{i=1}^K \boldsymbol{v}_{k,i} \boldsymbol{v}_{k,i}^H) \in \mathbf{C}^{R \times R} \circ$

问题(24)可以表示为

$$\begin{cases} \max_{\boldsymbol{\varphi}} f_4(\boldsymbol{\varphi}) = 2\Re\{\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{b}\} - \boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{A} \boldsymbol{\varphi} - \sum_{k=1}^K |\beta_k|^2 \sigma_\delta^2; \\ \text{s. t. } |\varphi_r|^2 = 1, r = 1, 2, \dots, R. \end{cases} \quad (26)$$

式中:  $\Re\{\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{b}\}$  表示取  $\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{b}$  的实部。

因为 RIS 相移约束(10c)是非凸约束,所以问题(26)仍为非凸优化问题。RIS 相移约束可以在几何意义上解释为变量  $\boldsymbol{\varphi}$  属于定义域  $\mathbf{C}^R$  的光滑黎曼流形上。每个优化变量  $\varphi_r$  都存在于一个由复圆  $S$  所给出的连续搜索空间中,  $S = \{\varphi_r \in \mathbf{C} : \varphi_r^* \varphi_r = 1\}$ 。复圆  $S$  是光滑黎曼子流形,所以 RIS 被动波束赋形可行集为  $R$  个复圆  $S$  的笛卡尔积,这个乘积是  $\mathbf{C}^R$  的光滑黎曼流形,称为复圆流形<sup>[18]</sup>。

$$S^R = \{\boldsymbol{\varphi} \in \mathbf{C}^R : |\varphi_1|^2 = \dots = |\varphi_R|^2 = 1\} \circ \quad (27)$$

因此 RIS 被动波束赋形的优化问题(26)可以表示为复圆流形  $S^R$  表面上的无约束优化问题:

$$\min_{\boldsymbol{\varphi}} f_5(\boldsymbol{\varphi}) = \boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{A} \boldsymbol{\varphi} - 2\Re\{\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{b}\} \circ \quad (28)$$



通过 RCG 算法能够获得  $f_5(\boldsymbol{\varphi})$  的稳态解,下降方向取 Polak-Ribière 共轭梯度方向<sup>[19]</sup>。下面给出在  $S^R$  流形上某一点  $\boldsymbol{\varphi}_m$  的第  $m+1$  次 RCG 迭代求解步骤<sup>[10]</sup>。

**步骤 1** 计算黎曼梯度。黎曼梯度是欧几里得梯度  $\nabla f_5(\boldsymbol{\varphi}_m)$  在切空间  $C$  上的正交投影,点  $\boldsymbol{\varphi}_m$  的切空间定义为包含在点  $\boldsymbol{\varphi}_m$  处的所有切向量的空间:

$$\text{grad} f_C(\boldsymbol{\varphi}_m) = \nabla f_5(\boldsymbol{\varphi}_m) - \Re \{ \nabla f_5(\boldsymbol{\varphi}_m) \odot \boldsymbol{\varphi}_m^* \} \odot \boldsymbol{\varphi}_m. \quad (29)$$

式中:  $\odot$  为逐元素乘法;  $\nabla f_5(\boldsymbol{\varphi}_m)$  为欧几里得梯度,即

$$\nabla f_5(\boldsymbol{\varphi}_m) = \mathbf{A}\boldsymbol{\varphi} - \mathbf{b}. \quad (30)$$

**步骤 2** 确定搜索方向  $\mathbf{d}_m$ 。

$$\mathbf{d}_m = -\text{grad} f_C(\boldsymbol{\varphi}_m) + \zeta_m^C T(\mathbf{d}_{m-1}). \quad (31)$$

式中:  $T(\mathbf{d}_{m-1}) = \mathbf{d}_{m-1} - \Re \{ \mathbf{d}_{m-1} \odot \boldsymbol{\varphi}_m^* \} \odot \boldsymbol{\varphi}_m$ ;  $\zeta_m^C = \frac{(\nabla f_5(\boldsymbol{\varphi}_m) - T_{m-1 \rightarrow m}(\nabla f_5(\boldsymbol{\varphi}_{m-1})))}{\|(\nabla f_5(\boldsymbol{\varphi}_{m-1}))\|^2}$  为共轭梯度 Polak-Ribière 的更新参数。

**步骤 3** 确定步长  $\mu$ , 更新  $\boldsymbol{\varphi}$  并回缩。采用著名的 Armijo 回溯线搜索算法选择步长  $\mu$ , 通过下式迭代更新  $\boldsymbol{\varphi}_{m+1}$  直到目标函数 (21) 值收敛。

$$\boldsymbol{\varphi}_{m+1} = \frac{\boldsymbol{\varphi}_m + \mu \mathbf{d}_m}{|\boldsymbol{\varphi}_m + \mu \mathbf{d}_m|}. \quad (32)$$

## 2.3 算法分析

本文设计的一种基于 AO 的联合主被动波束赋形优化算法如算法 1 所示。

**算法 1** 基于 AO 的联合主被动波束赋形优化算法。

输入:  $\mathbf{G}, \mathbf{h}_k, \sigma_{\delta}^2, P_{\max}, R, M, K$ ;

输出:  $\mathbf{P}, \boldsymbol{\Phi}$ 。

- ① 初始化  $\mathbf{P}^{(0)}, \boldsymbol{\Phi}^{(0)}$ ;
- ② 外循环:
- ③ 迭代计数  $t = 0$ ;
- ④ 由式 (13) 和 (16) 更新  $\mathbf{X}^{(t)}$  和  $\boldsymbol{\rho}^{(t)}$ ;
- ⑤ 由式 (19) 更新  $\mathbf{P}^{(t+1)}$ ;
- ⑥ 内循环: 迭代计数  $m = 0$ ;
- ⑦ 由式 (23) 和 (25) 更新  $\mathbf{o}^{(t)}$  和  $\boldsymbol{\beta}^{(t)}$ ;
- ⑧ 由式 (30) 得到  $\nabla f_5^{(t)}(\boldsymbol{\varphi}_m)$ ;
- ⑨ 由式 (31) 得到黎曼梯度  $\mathbf{d}_m^{(t)}$ ;
- ⑩ 由式 (32) 更新  $\boldsymbol{\varphi}_{m+1}^{(t)}$ ;
- ⑪  $m = m + 1$ ;
- ⑫ 直到问题 (21) 的函数值收敛;
- ⑬ 更新  $\boldsymbol{\Phi}^{(t+1)} = \text{diag}\{\boldsymbol{\varphi}_m^{(t)}\}$ ;
- ⑭  $t = t + 1$ ;
- ⑮ 直到问题 (10) 的函数值收敛;

⑮ 得到  $\mathbf{P} = \mathbf{P}^{(t)}, \boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{\Phi}^{(t)}$ 。

将算法 1 中的步骤③~⑬替换为 SDR 算法<sup>[9]</sup>、传统黎曼流形优化算法<sup>[10]</sup>及基于 FP 的 SCA 算法<sup>[11]</sup>。下面将分析比较这 4 种算法的复杂度。在 4 种 RIS 被动波束赋形算法中,本文所提算法复杂度主要是计算  $f_5(\boldsymbol{\varphi})$  的欧几里得梯度,因此复杂度为  $O(I_\lambda K^2 R)$ ; 基于 FP 的 SCA 算法复杂度为  $O(K^2 R^2)$ <sup>[11]</sup>; 传统黎曼流形优化算法复杂度主要是计算式 (22) 的欧几里得梯度,因此复杂度为  $O(I_0 K^2 R^2)$ ; SDR 算法复杂度为  $O(K^2 R^3)$ <sup>[9]</sup>。其中搜索步长迭代次数  $I_\lambda$  和  $I_0$  的数量级小于 RIS 单元数  $R$  的数量级。表 1 为所提 RIS 被动波束赋形算法与其他 RIS 被动波束赋形算法的比较结果。算法复杂度由低到高依次为: 本文基于 FP 的流形、基于 FP 的 SCA、传统黎曼流形、SDR 算法。

表 1 不同算法对比

算法	复杂度	和速率性能
SDR <sup>[9]</sup>	$O(K^2 R^3)$	优于随机相移
传统黎曼流形 <sup>[10]</sup>	$O(I_0 K^2 R^2)$	优于 SDR
基于 FP 的 SCA <sup>[11]</sup>	$O(K^2 R^2)$	等于传统黎曼流形
本文基于 FP 的流形	$O(I_\lambda K^2 R)$	等于传统黎曼流形

## 3 数值仿真及分析

### 3.1 模拟场景

RIS-UAV 辅助 BS 与多 UE 下行通信场景的笛卡尔坐标系如图 2 所示。UAV 轨迹固定由 (0, 100) 沿着路径  $L$  直线飞往 (100, 0)。本节通用的仿真参数如表 2 所示, 在没有特别说明的情况下, 其他仿真参数取值如下: RIS-UAV 高度  $L = 40$  m、RIS 单元数  $R = 100$ 、BS 天线数  $M = 20$ 、BS 最大发射功率  $P_{\max} = 30$  dBm, 同时假设 RIS-UAV 位于初始点。

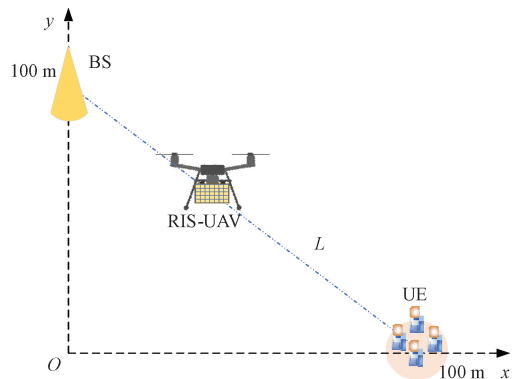


图 2 RIS-UAV 辅助 BS 与多 UE 下行通信模拟场景  
Figure 2 Simulation scenario of RIS-UAV assisted BS and multi-UE downlink communication

表 2 仿真参数  
Table 2 Simulation parameters

参数	取值
BS 坐标 $I_{BS}$ (RIS-UAV 初始点水平坐标)/m	(0, 100)
UE 区域中心坐标 $I_{UE}$ (RIS-UAV 终点水平坐标)/m	(100, 0)
UE 区域半径 $c/m$	10
UE 个数 $K$	4
RIS-UAV 飞行速度 $V_{avg}/(m \cdot s^{-1})$	7
路径损耗指数 $\kappa, \tau$	2
莱斯因子 $\varepsilon$	10
载波波长 $\Gamma/m$	0.1
天线间距 $d/m$	0.05
单位距离信道增益 $\epsilon/dB$	-30
噪声功率谱密度 $/(dBm \cdot Hz^{-1})$	-170
蒙特卡罗仿真次数	10 000

图 3 为 BS、UE 坐标和 UAV-RIS 轨迹。RIS-UAV 沿着定轨迹  $L$  从 BS 上方处初始点飞往 UE 区域上方处终点。根据 RIS-UAV 飞行轨迹  $L$  和飞行速度  $V_{avg}$ , 飞行周期  $T$  被分为 20 个时隙, 每个时隙长度为  $\nabla t = 1\text{ s}$ , 对应一个等效位置点, 如图 3 中飞行轨迹  $L$  上 20 个时隙分别等效 20 个位置点。

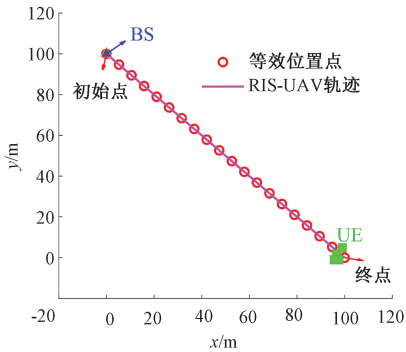


图 3 BS、UE 坐标和 UAV-RIS 轨迹

Figure 3 BS, UE coordinates and UAV-RIS trajectory

3.2 仿真结果分析

图 4 给出使用不同算法优化 RIS 被动波束赋形时系统和速率随着 AO 迭代次数变化的收敛情况。由图 4 可以看出, 基于 FP 的 SCA 算法在迭代 10 次左右达到收敛, 传统黎曼流形算法在迭代 11 次左右达到收敛, 本文所提基于 FP 的流形优化算法在迭代 11 次左右达到收敛。3 种优化算法收敛值近似且收敛次数相差不大, 本文所提算法可以收敛到一个稳定值。

图 5 给出了使用不同算法优化 RIS 被动波束赋形时 30 次 AO 迭代所需要的时间与 RIS 单元数  $R$  的关系。由图 5 可以看出, 本文所提算法运算时间最少, 所提算法复杂度分别低于传统黎曼流形算法复杂度和基于 FP 的 SCA 算法复杂度, 与 2.3 节算法复杂度分析结论一致。

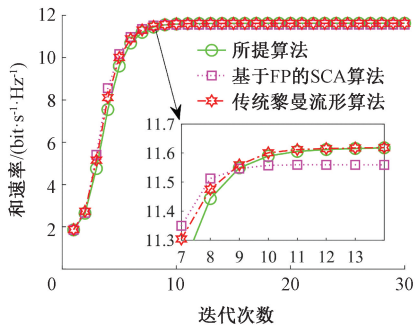


图 4 不同算法的收敛情况

Figure 4 Convergence of different algorithm

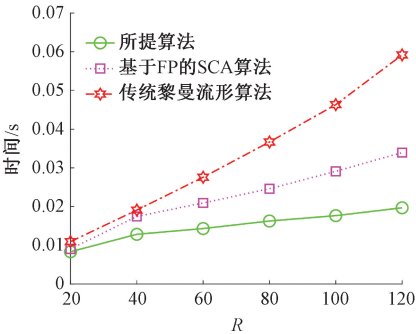


图 5 不同算法 30 次迭代时间与  $R$  关系

Figure 5 Relationship between the time of 30 iterations of different algorithms and  $R$

由于硬件限制, 在实践中 RIS 实现连续相移具有挑战性, 因此本文考虑 RIS 每个单元的相移采用有限数量的离散值。令  $bt$  代表相移电平  $D$  的比特数, 其中  $D = 2^{bt}$ ,  $bt = 1$  代表 RIS 采用 1 bit 离散相移。假设这种离散相移值通过均匀量化区间  $[0, 2\pi]$  获得, 因此, 每个 RIS 单元的离散相移值由  $Q = \{0, \Delta\theta, \dots, (D - 1)\Delta\theta\}$  给出, 其中  $\Delta\theta = 2\pi/D$ <sup>[15]</sup>。图 6 给出了 RIS 采取不同相移情况时, BS 最大发射功率  $P_{max}$  与和速率的关系, 同时与基于 FP 的 SCA 算法和随机相移方案做对比。从图 6 可以看出, 本文所提算法和速率在 RIS 采用不同离散相移情况下均随 BS 最大发射功率增加而增大, 并且与基于 FP 的 SCA 算法性能曲线基本重合。与随机相移对比, 本文所提算法在 RIS 采用连续相移且  $P_{max} = 20\text{ dBm}$  时, 和速率可以实现大约 6 dB 的增益。此外, 随着离散相移比特数增加, 和速率与连续相移时的差距逐渐减小且趋于零, 当离散相移采用 3 bit 时即可达到与连续相移近似的性能。

图 7 给出了本文所提算法和基于 FP 的 SCA 算法在 RIS 采取不同相移情况时, RIS 单元数  $R$  和 BS 天线数  $M$  与和速率之间的关系。当 RIS 单元数  $R$  从 20 增加到 120 以及 BS 天线数  $M$  从 10 增加到 60 时, 所提算法在和速率方面均优于随机相移方法, 并且与基于 FP 的 SCA 算法性能相当。由于 BS 发射

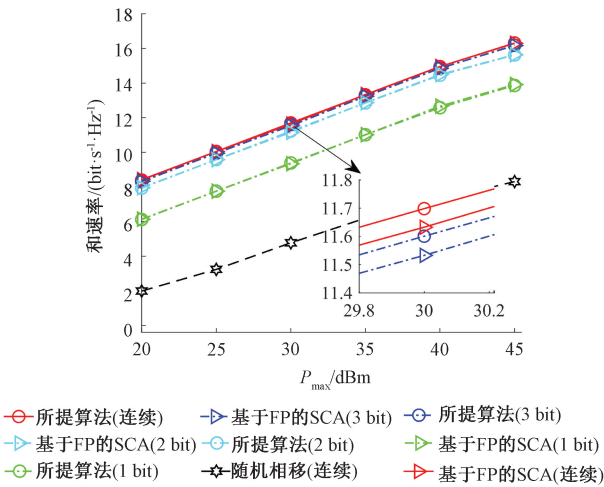


图 6 不同相移下的和速率与  $P_{\max}$  关系

Figure 6 Relationship between sum\_rate and  $P_{\max}$  with different phase shifts

功率有限,随着  $R$  和  $M$  的增加,和速率增长均趋于平缓。此外,从图 7 还可以看出,当 RIS 采用 1 bit 离散相移时和速率性能优于随机相移方法,当采用 2 bit 离散相移时和速率性能接近随机相移的性能。

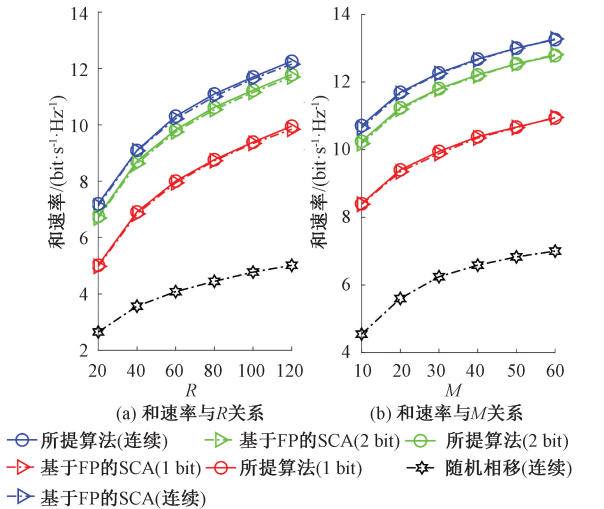


图 7 不同相移下和速率与  $R$  (或  $M$ ) 关系

Figure 7 Relationships between sum rate and  $R$  (or  $M$ ) with different phase shifts

图 8 给出了和速率与 RIS-UAV 位置之间的关系。从图 8 可以看出,随着 RIS-UAV 位置的改变,和速率的值也在改变,这种改变存在极值,当 RIS-UAV 飞行高度低于 60 m 时,和速率峰值靠近 BS 上方和 UE 端上方。当 RIS-UAV 飞行高度大约高于 60 m 时,和速率峰值在 BS 和 UE 两者中间。原因是 RIS 辅助通信形成了级联信道,路径损耗为两段信道路径损耗的乘积,和速率取最大时即 RIS-UAV 最佳位置与 RIS-UAV 高度和 BS 到 UE 之间的距离有关<sup>[20]</sup>。

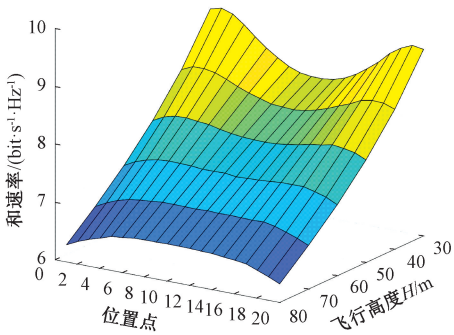


图 8 和速率与 RIS-UAV 位置关系仿真图

Figure 8 Simulation diagram of the relationship between sum rate and RIS-UAV position

4 结论

本文建立了 RIS-UAV 定轨迹通信系统模型,其中 RIS-UAV 作为无源中继在 BS 和 UE 之间进行协作通信。以 RIS-UAV 系统每时隙所有 UE 和速率最大化为优化目标,设计了一种基于 FP 的流形优化低复杂度的内外双重循环 AO 算法。仿真结果证明了本文所提算法具有较好的收敛性,并且与经典算法相比具有较低的复杂度,且所提算法在 RIS 实现 3 bit 离散相移时即可达到与连续相移近似的性能。此外,研究了 RIS-UAV 的最佳位置与 RIS-UAV 高度和 BS 到 UE 之间的距离有关。

参考文献:

[1] CHEN X Y, SHENG M, LI B, et al. Survey on unmanned aerial vehicle communications for 6G[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44 (3): 781-789.

[2] 陈新颖,盛敏,李博,等. 面向 6G 的无人机通信综述[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(3): 781-789.

CHEN X Y, SHENG M, LI B, et al. Survey on unmanned aerial vehicle communications for 6G[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44 (3): 781-789.

[3] 樊娇,雷涛,韩伟,等. 无人机航迹规划技术研究综述[J]. 郑州大学学报(工学版), 2021, 42(3): 39-46.

FAN J, LEI T, HAN W, et al. A survey of UAV path planning[J]. Journal of Zhengzhou University (Engineering Science), 2021, 42(3): 39-46.

[4] PANG X W, SHENG M, ZHAO N, et al. When UAV meets IRS: expanding air-ground networks via passive reflection[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28 (5): 164-170.

[5] RAHMATOV N, BAEK H. RIS-carried UAV communication: current research, challenges, and future trends[J]. ICT Express, 2023, 9(5): 961-973.

[6] LONG H, CHEN M, YANG Z H, et al. Joint trajectory and passive beamforming design for secure UAV networks with RIS[C]//2020 IEEE Globecom Workshops (GC

- Wkshps. Piscataway: IEEE, 2020: 1–6.
- [7] PENG H R, WANG L C. Energy harvesting reconfigurable intelligent surface for UAV based on robust deep reinforcement learning[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(10): 6826–6838.
- [8] SUN W X, XU Z R, ZHU M K, et al. Achievable rate maximization for RIS-UAV assisted vehicular communication network[C]//The 24th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Piscataway: IEEE, 2023: 306–310.
- [9] CUI M, ZHANG G C, ZHANG R. Secure wireless communication *via* intelligent reflecting surface[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(5): 1410–1414.
- [10] ELMOSSALLAMY M A, SEDDIK K G, CHEN W, et al. RIS optimization on the complex circle manifold for interference mitigation in interference channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(6): 6184–6189.
- [11] GUO H Y, LIANG Y C, CHEN J, et al. Weighted sum-rate maximization for reconfigurable intelligent surface aided wireless networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(5): 3064–3076.
- [12] SHANG B D, BENTLEY E S, LIU L J. UAV swarm-enabled aerial reconfigurable intelligent surface: modeling, analysis, and optimization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(6): 3621–3636.
- [13] 刘志新, 赵松哈, 杨毅, 等. 智能反射面辅助的无人机无线携能通信网络吞吐量最大化算法研究[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(7): 2325–2331.
- LIU Z X, ZHAO S H, YANG Y, et al. Throughput maximization algorithm for intelligent reflecting surface-aided unmanned aerial vehicle communication networks with wireless energy transfer[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(7): 2325–2331.
- [14] LI S, DU H Q, ZHANG D Y, et al. Joint UAV trajectory and beamforming designs for RIS-assisted MIMO system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(4): 5378–5392.
- [15] WU Q Q, ZHANG R. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1838–1851.
- [16] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems—part II: uplink scheduling via matching[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(10): 2631–2644.
- [17] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems—part I: power control and beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(10): 2616–2630.
- [18] 戈忠义, 岳殿武, 李光辉, 等. 智能反射面辅助的毫米波 MIMO 系统波束成形设计[J]. 电讯技术, 2023, 63(1): 7–13.
- GE Z Y, YUE D W, LI G H, et al. Beamforming design of millimeter wave MIMO system assisted by intelligent reflecting surface[J]. Telecommunication Engineering, 2023, 63(1): 7–13.
- [19] ABSIL P A, MAHONY R, SEPULCHRE R. Optimization algorithms on matrix manifolds[M]. Princeton: Princeton University Press, 2008.
- [20] REN Y Q, ZHOU R Y, TENG X K, et al. On deployment position of RIS in wireless communication systems: analysis and experimental results[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(10): 1756–1760.

## Beamforming Dual-loop Optimization Algorithm for RIS-assisted UAV Communication Systems

GUO Xinying<sup>1, 2, 3</sup>, LIU Longfei<sup>1, 2, 3</sup>, ZHU Chunhua<sup>1, 2, 3</sup>

(1. key Laboratory of Grain Information Processing and Control of Ministry of Education, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China; 2. Henan Key Laboratory of Grain Photoelectric Detection and Control, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China; 3. College of Information Science and Engineering, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** In order to enhance the spectrum efficiency of the RIS-UAV relay communication system formed by integrating UAV and RIS in complex urban environments, research was conducted to explore the optimization of maximizing system downlink sum rate of RIS-UAV relay communication system with fixed trajectory, and a multi-variable non-convex optimization problem of joint active and passive beamforming was constructed. To address this, a low-complexity AO dual-loop algorithm based on FP and manifold optimization was designed. Firstly, it was simplified by using the FP algorithm. Secondly, followed by the design of the base station's active beamforming by using standard convex optimization algorithms, and the design of the RIS's passive beamforming by using manifold optimization algorithms. Finally, the alternating iterative optimization through the dual internal and external loops continues until convergence is achieved. Simulation results demonstrated that the proposed algorithm had better convergence and lower complexity compared to classical schemes. Moreover, at a maximum transmission power of 20 dBm, the sum rate achieved approximately 6 dB gain over the random phase scheme. Additionally, when the RIS employed 3 bit discrete phase shift, the system's sum rate performance was nearly equivalent to that with continuous phase shift.

**Keywords:** UAV; RIS; beamforming; fractional programming; manifold optimization