RIS辅助的捏合天线NOMA系统中QoS约束下的和速率最大化

¨L¨utfullah Ozkan, Saliha B¨uy¨ukc¸orak

arXiv:2611.32849v1 [eess.SP] 24 Nov 2026

摘要—本文研究了一种双用户下行链路非正交多址（NOMA）系统，该系统由单波导捏合天线系统（PASS）和可重构智能表面（RIS）共同辅助。为在满足服务质量（QoS）约束的条件下最大化可实现和速率，本文联合优化捏合天线（PA）位置、RIS相移和功率分配系数。针对由此得到的非凸优化问题，本文采用交替优化（AO）框架求解，其中功率分配通过闭式解获得，而RIS相移和PA位置则分别通过主化-最小化（MM）和序列二次规划（SQP）进行优化。数值结果表明，所提架构的和速率高于传统天线和仅PASS基准。此外，基于MM和SQP的优化阶段分别取得了与半定松弛（SDR）和基于网格的穷举搜索相当的性能，同时AO算法表现出快速收敛特性。

索引词—**PA、可重构智能表面、非正交多址、和速率最大化、QoS。**

I. 引言

柔性天线系统能够根据传播条件调整天线配置，因此在无线通信领域备受关注 [1]。在这些技术中，挤压天线系统（PASS）可沿介质波导调整天线位置。PASS由一个波导和多个捏合天线（PA）组成，后者是在波导上选定位置放置小型介质元件而形成的 [2]。与传统固定天线（FA）系统不同，PASS可通过调整辐射点，更灵活地塑造无线信道 [3]。近期研究探讨了波导结构和捏合天线激活方法 [4], ，以及考虑路径损耗和信号相位的单用户下行链路传输中的PA定位问题 [5]。对于多用户传输，可采用功率域非正交多址（NOMA），通过共享时频资源为用户提供服务 [1]。在NOMA中，用户信号以不同的功率分配系数进行叠加，并采用串行干扰消除（SIC）在解码过程中减轻用户间干扰。因此，研究人员已在PA-NOMA系统中探讨捏合天线联合定位与功率分配问题 [6]。相关研究还涉及基于匹配的捏合天线激活 [7], 、满足QoS约束的双用户传输 [8], ，以及多波导系统中的资源分配与预编码 [9], [10]。

可重构智能表面（RIS）通过调节反射信号的相移，为控制无线传播提供了另一种手段。PASS能够实现对辐射点的调节，而RIS控制反射信号的相位，使这两种技术形成互补。已有研究通过联合优化PA位置和RIS相移，探讨了二者在单用户下行传输中的集成方式 [11]。然而，将该架构扩展到多用户NOMA传输，需要在满足面向特定用户的服务质量约束的条件下，协调PA位置、RIS相位控制与功率分配。据我们所知，在服务质量约束下，针对双用户RIS辅助PASS-NOMA系统，为实现和速率最大化而对这三组变量进行联合优化，尚未得到研究。受这一研究空白的启发，本文的主要贡献总结如下:

- 我们针对双用户可重构智能表面辅助的捏合天线系统-非正交多址系统，建立了一个 QoS 约束下的和速率最大化问题，并联合优化 PA位置、RIS相移和功率分配系数。
- 为解决由此产生的非凸问题，我们提出了一种交替优化（AO）框架，将其分解为三个子问题。我们为功率分配推导出闭式解，并分别采用主化-最小化（MM）和序列二次规划（SQP）优化 RIS相移和 PA位置。
- 我们通过数值仿真评估了所提算法的和速率和收敛行为。基于 MM 和 SQP 的优化阶段分别实现了与半定松弛（SDR）和基于网格的穷举搜索相当的性能。与传统天线和仅采用捏合天线系统的基准方案进行比较，展示了通过联合

在 NOMA系统中采用捏合天线系统和可重构智能表面。

II. 系统模型

本文研究了采用功率域下行NOMA的可重构智能表面辅助PA系统，如图1所示。基站（BS）借助无源RIS，通过沿单根介质波导部署的 L个PA为两名单天线用户提供服务。波导沿x轴延伸，长度为 D_1，高度为 h。第l个PA的位置表示为 $\boldsymbol{\psi}_l^{\mathrm{pin}} = (x_l^{\mathrm{pin}},\ 0,\ h)$，其中 $x_l^{\mathrm{pin}} \in [0, D_1]$和 $l \in \mathcal{L} = \{1, 2, \ldots, L\}$，PA位置记为$\mathbf{x}^{\mathrm{pin}} = [x_1^{\mathrm{pin}}, \ldots, x_L^{\mathrm{pin}}]^T$。RIS建模为由 $M = M_r \times M_c$ 个无源反射单元组成的均匀平面阵列（UPA），其中 M_r 和 M_c 分别表示行数和列数。RIS相移矩阵定义为 $\boldsymbol{\Phi} = diag(e^{j\theta_1},\ \ldots,\ e^{j\theta_m},\ \ldots,\ e^{j\theta_M})$，其中$\theta_m \in [0, 2\pi)$表示第$m$个RIS单元引入的相移。当RIS 参考单元位于

L. Ozkan 和 S. Buyukcorak 任职于土耳其科贾埃利盖布泽技术大学电子工程系（电子邮箱： {l.ozkan, sbuyukcorak}@gtu.edu.tr）。

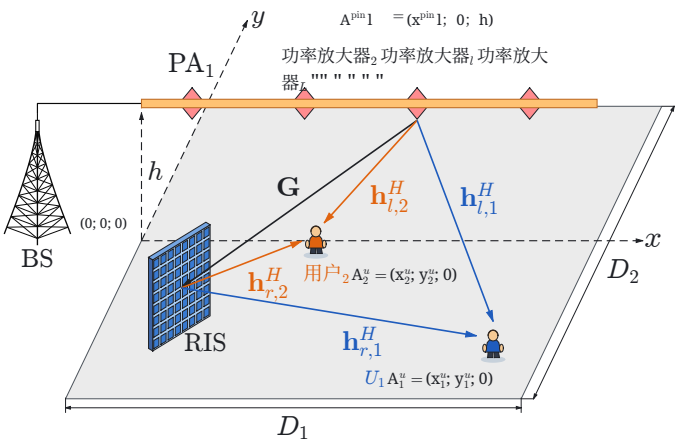


图 1：RIS辅助下行链路 PA-NOMA 系统模型。

$\boldsymbol{\psi}^{\mathrm{ris}}=(x^{\mathrm{ris}},y^{\mathrm{ris}},h)$时，第 m个RIS单元的位置表示为 $\boldsymbol{\psi}_m^{\mathrm{ris}}=(x^{\mathrm{ris}},y^{\mathrm{ris}}+(m-1-(i-1)M_r)d,h-(i-1)d)$，其中 $m\in\mathcal{M}=\{1,2,\ldots,M\}$，$i=\lfloor\frac{m-1}{M_r}\rfloor+1$和 d 表示相邻RIS单元之间的间距。两名用户位于大小为$D_1\times D_2$的矩形区域内，其位置为 $\boldsymbol{\psi}_n^u=(x_n^u,y_n^u,0)$，其中 $x_n^u\in[0,D_1]$、$y_n^u\in[0,D_2]$ $n\in\mathcal{N}=\{1,2\}$ $d_{ln}^{\mathrm{pu}}=\|\boldsymbol{\psi}_n^u-\boldsymbol{\psi}_l^{\mathrm{pin}}\|$ 和。令$d_{lm}^{\mathrm{pr}}=\|\boldsymbol{\psi}_m^{\mathrm{ris}}-\boldsymbol{\psi}_l^{\mathrm{pin}}\|$ $d_{mn}^{\mathrm{ru}}=\|\boldsymbol{\psi}_n^u-\boldsymbol{\psi}_m^{\mathrm{ris}}\|$ 分别表示第 l个PA到用户 U_n、从第 l个PA到第 m个RIS单元以及从第 m个RIS单元到 U_n的距离。根据[11],中的球面波信道模型，PA与用户 U_n之间的直达信道向量$\mathbf{h}_{d,n}\in\mathbb{C}^{L\times1}$表示为

$$\mathbf{h}_{d,n}=\left[\frac{\sqrt{\eta}e^{-j\kappa_0 d_{1n}^{\mathrm{pu}}}}{d_{1n}^{\mathrm{pu}}},\ldots,\frac{\sqrt{\eta}e^{-j\kappa_0 d_{ln}^{\mathrm{pu}}}}{d_{ln}^{\mathrm{pu}}},\ldots,\frac{\sqrt{\eta}e^{-j\kappa_0 d_{Ln}^{\mathrm{pu}}}}{d_{Ln}^{\mathrm{pu}}}\right]^T, \quad (1)$$

其中，$\eta=\left(\frac{c}{4\pi f_c}\right)^2$ $\kappa_0=\frac{2\pi f_c}{c}$ c 为光速，f_c 为载波频率。PA-RIS信道矩阵表示为 $\mathbf{G}\in\mathbb{C}^{M\times L}$，其第 (m,l) 个元素为

$$[\mathbf{G}]_{m,l}=\frac{\sqrt{\eta}e^{-j\kappa_0 d_{lm}^{\mathrm{pr}}}}{d_{lm}^{\mathrm{pr}}}. \quad (2)$$

类似地，RIS-用户信道向量表示为 $\mathbf{h}_{r,n}\in\mathbb{C}^{M\times1}$，其第 m 个元素为

$$[\mathbf{h}_{r,n}]_m=\frac{e^{-j\kappa_0 d_{mn}^{\mathrm{ru}}}}{d_{mn}^{\mathrm{ru}}}. \quad (3)$$

采用功率域NOMA，基站在将面向两名用户的信号馈入公共波导之前，先对其进行叠加。所得信号表示为 $s=\sum_{n=1}^{2}\sqrt{\alpha_n}s_n$ α_n ，

其中，是U_n的功率分配系数，且 s_n 是满足 $\mathbb{E}[|s_n|^2]=1$的信息符号。功率分配系数满足 $\alpha_1>\alpha_2>0$ 和 $\sum_{n=1}^{2}\alpha_n=1$。随着叠加信号沿波导传播，在被PA辐射之前，会经历与位置相关的相移。为便于分析，忽略波导内传播损耗，同时保留传播引起的相移 [4]。因此，在假设各PA之间进行理想等功率分配的情况下，辐射信号向量表示为

$$\mathbf{w}=\sqrt{\frac{P}{L}}\left[e^{-j\varphi_1},\ldots,e^{-j\varphi_l},\ldots,e^{-j\varphi_L}\right]^T s, \quad (4)$$

其中，P $\varphi_l=\frac{2\pi}{\lambda_g}\|\boldsymbol{\psi}_0^{\mathrm{pin}}-\boldsymbol{\psi}_l^{\mathrm{pin}}\|$ 是总辐射功率，是信号沿波导传播所引起的相移。这里，$\boldsymbol{\psi}_0^{\mathrm{pin}}$ 表示波导馈电点，$\lambda_g=\frac{\lambda}{n_{\mathrm{eff}}}$ 是导波波长，n_{eff} 是介质波导的有效折射率。

U_n 接收到的信号表示为

$$y_n=\left(\mathbf{h}_{r,n}^H\boldsymbol{\Phi}\mathbf{G}+\mathbf{h}_{d,n}^H\right)\mathbf{w}+z_n, \quad (5)$$

其中，$z_n\sim\mathcal{CN}(0,\sigma^2)$表示加性白高斯噪声。将式（4）中的 $\mathbf{w}$ 代入式（5），接收信号可改写为

$$y_n=\sqrt{\frac{P}{L}}g_n\sum_{k=1}^{2}\sqrt{\alpha_k}s_k+z_n, \quad (6)$$

其中，g_n 是 U_n的等效信道系数，表示为

$$g_n\triangleq\sum_{l=1}^{L}\frac{\sqrt{\eta}\,e^{j(\kappa_0 d_{ln}^{\mathrm{pu}}-\varphi_l)}}{d_{ln}^{\mathrm{pu}}} + \sum_{m=1}^{M}\frac{e^{j(\theta_m+\kappa_0 d_{mn}^{\mathrm{ru}})}}{d_{mn}^{\mathrm{ru}}}\sum_{l=1}^{L}\frac{\sqrt{\eta}\,e^{-j(\kappa_0 d_{lm}^{\mathrm{pr}}+\varphi_l)}}{d_{lm}^{\mathrm{pr}}}. \quad (7)$$

为便于后续优化，式（7）中的有效信道可等价地写为

$$g_n=\mathbf{v}^T\mathbf{a}_n+b_n, \quad (8)$$

其中 $\mathbf{v}=[e^{j\theta_1},\ldots,e^{j\theta_m},\ldots,e^{j\theta_M}]^T$、$\mathbf{a}_n=diag(\mathbf{h}_{r,n}^H)\mathbf{G}\mathbf{u}$、$b_n=\mathbf{h}_{d,n}^H\mathbf{u}$以及$\mathbf{u}=[e^{-j\varphi_1},\ldots,e^{-j\varphi_l},\ldots,e^{-j\varphi_L}]^T$。

不同于传统的流体天线系统，PA位置和RIS相移可以进行调整，以改善用户的信道条件。对于单用户而言，将PA放置在更靠近用户的位置可以减小路径损耗并提高可达速率 [11]。然而，在双用户非正交多址系统中，必须联合优化PA位置和RIS相移，以在满足用户服务质量要求的同时最大化和速率。根据有效信道增益对用户进行排序，即 $|g_2|^2\geq|g_1|^2$，其中 U_1 和 U_2 分别表示弱用户和强用户。为便于记号表示，我们将 $\gamma_n=P|g_n|^2/(L\sigma^2)$定义为 U_n的信道信噪比参数。因此，U_1 解码自身信号，同时将 U_2的信号视为干扰。其可达速率表示为

$$R_1=\log_2\left(1+\frac{\alpha_1\gamma_1}{\alpha_2\gamma_1+1}\right). \quad (9)$$

在 U_2 处，首先解码 U_1 的信号以执行串行干扰消除。相应的可达速率为 $R_{2\to1}=\log_2\left(1+\frac{\alpha_1\gamma_2}{\alpha_2\gamma_2+1}\right)$.。根据假设的信道排序 $\gamma_2\geq\gamma_1$，有$R_{2\to1}\geq R_1$，这确保了 U_2 能够以其可达速率解码 U_1 的信号。在完美串行干扰消除下消除 U_1 的信号后，U_2 以可达速率解码自身信号

$$R_2=\log_2(1+\alpha_2\gamma_2). \quad (10)$$

为满足两个用户的服务质量要求，$R_1\geq R_1^{\min}$和 $R_2\geq R_2^{\min}$必须满足，其中 $R_1^{\min}$和 $R_2^{\min}$分别表示 U_1 和 U_2的最低要求速率。

III. 问题建模与所提方案

目标函数是在满足QoS的同时，通过联合优化功率分配系数、PA位置和可重构智能表面相移，最大化可实现的和速率

要求的前提下，通过联合优化功率分配系数、PA位置和可重构智能表面相移，使可达和速率最大化。利用式（9）和式（10），和速率可表示为

$$R_{\rm sum} = R_1 + R_2 = \log_2\left(\frac{(1+\gamma_1)(1+\alpha_2\gamma_2)}{1+\alpha_2\gamma_1}\right). \quad (11)$$

为便于记号表示，定义

$$\mathcal{F}(\alpha_2, \mathbf{x}^{\rm pin}, \mathbf{v}) \triangleq \frac{(1+\gamma_1)(1+\alpha_2\gamma_2)}{1+\alpha_2\gamma_1} - 1. \quad (12)$$

使得 $R_{\rm sum} = \log_2(1+\mathcal{F})$。由于对数函数严格递增，最大化和速率等价于最大化 $\mathcal{F}$。该优化问题表述为

$$\textbf{(P1)} \quad \max_{\alpha_2, \mathbf{x}^{\rm pin}, \mathbf{v}} \ \mathcal{F}(\alpha_2, \mathbf{x}^{\rm pin}, \mathbf{v}) \quad (13a)$$

$$\textbf{s.t.} \quad C_1:\ x_l^{\rm pin} - x_{l-1}^{\rm pin} \geq \Delta, \quad \forall l \in \mathcal{L}\setminus\{1\}, \quad (13b)$$

$$C_2:\ 0 \leq x_l^{\rm pin} \leq D_1, \quad \forall l \in \mathcal{L}, \quad (13c)$$

$$C_3:\ |v_m| = 1, \quad \forall m \in \mathcal{M}, \quad (13d)$$

$$C_4:\ 0 < \alpha_2 < \frac{1}{2}, \quad (13e)$$

$$C_5:\ R_1 \geq R_1^{\min}, \quad (13f)$$

$$C_6:\ R_2 \geq R_2^{\min}, \quad (13g)$$

$$C_7:\ |g_2|^2 \geq |g_1|^2. \quad (13h)$$

其中，$\alpha_1 = 1-\alpha_2$。约束 C_1 规定相邻PA之间的最小间距 Δ，以减轻互耦，而C_2 将其位置限制在波导内。C_3 确保RIS单元满足单位模条件，C_4 规定与 $\alpha_1 > \alpha_2 > 0$一致的功率分配范围。C_5和 C_6 分别确保两个用户满足最低速率要求，而 C_7 维持串行干扰消除解码顺序所依据的信道排序。由于有效信道对PA位置和RIS相移的非线性依赖、变量之间的耦合以及单位模约束，问题**P1** 是非凸的。为解决该问题，我们采用交替优化方法，在固定其他变量的情况下，依次优化功率分配系数、RIS相移和PA位置。

A. 功率分配优化

在PA位置和RIS相移固定时，功率分配问题可化简为对 α_2的优化，因为$\alpha_1 = 1-\alpha_2$。令 $\beta_n = 2^{R_n^{\min}} - 1$ 表示 U_n的最低所需信干噪比阈值。功率分配问题可表述为

$$\textbf{(P2)} \quad \max_{\alpha_2} \ \mathcal{F}(\alpha_2) \quad (14a)$$

$$\textbf{s.t.} \quad C_4,\ C_5,\ C_6. \quad (14b)$$

U_2 和 U_1 的服务质量要求分别对 α_2施加下界和上界。在假设的信道排序下，串行干扰消除解码条件自动满足。为便于数值实现，引入一个较小的裕量 $\varepsilon > 0$，以确保功率分配不等式严格成立。由此得到的可行区间为

$$\alpha_2^{\min} = \max\left\{\varepsilon, \frac{\beta_2}{\gamma_2}\right\}, \quad \alpha_2^{\max} = \min\left\{\frac{1}{2}-\varepsilon, \frac{\gamma_1-\beta_1}{(1+\beta_1)\gamma_1}\right\}. \quad (15)$$

对于固定的PA位置和RIS相移，γ_1 和 γ_2为常数。$\mathcal{F}$ 关于 α_2 的导数为

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \alpha_2} = \frac{(1+\gamma_1)(\gamma_2-\gamma_1)}{(1+\alpha_2\gamma_1)_2} \geq 0,$$

其中，不等式由假设的信道排序 $\gamma_2 \geq \gamma_1$得出。因此，$\mathcal{F}$ 关于 α_2是非递减的，最大的可行值即为最优值。相应地，在满足 $\gamma_1 > 0$、$\gamma_2 > 0$和 $\alpha_2^{\min} \leq \alpha_2^{\max}$的条件下，针对指定数值裕量的最优功率分配系数为

$$\alpha_2^* = \alpha_2^{\max}, \quad \alpha_1^* = 1 - \alpha_2^*. \quad (16)$$

否则，对于固定的PA位置和RIS相移，功率分配子问题不可行。

B. 可重构智能表面相移优化

在功率分配系数和PA位置固定时，我们对RIS相移进行优化。将第 m个RIS单元的反射系数表示为 $v_m = e^{j\theta_m}$，即可自动满足单位模约束 C_3。可重构智能表面相移优化问题可表述为

$$\textbf{(P3)} \quad \max_{\boldsymbol{\theta}} \mathcal{F}(\boldsymbol{\theta}) \quad (17a)$$

$$\textbf{s.t.} \quad C_5,\ C_6,\ C_7. \quad (17b)$$

为解决**P3**的非凸性，我们采用MM方法构造易处理的代理问题。根据式（8），$\mathbf{z}_n = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}\gamma_n$ 的第 m个元素为

$$[\mathbf{z}_n]_m = -\frac{2P}{L\sigma^2}\,\mathrm{Im}\left\{g_n^* a_{n,m} e^{j\theta_m}\right\}, \quad (18)$$

其中，$a_{n,\ m}$ 表示$\mathbf{a}_n$的第 m个元素。相应地，目标梯度表示为 $\nabla_{\boldsymbol{\theta}}\mathcal{F} = w_1\mathbf{z}_1 + w_2\mathbf{z}_2$,, 其中 $w_1 = (1-\alpha_2)(1+\alpha_2\gamma_2)/(1+\alpha_2\gamma_1)^2$ 和 $w_2 = \alpha_2(1+\gamma_1)/(1+\alpha_2\gamma_1)$ 分别表示 $\mathcal{F}$关于 γ_1 和 γ_2的偏导数。服务质量要求和信道排序约束表示为

$$\mathbf{c}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} R_1 - R_1^{\min} \\ R_2 - R_2^{\min} \\ |g_2|^2 - |g_1|^2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0}. \quad (19)$$

在第 t次MM迭代中，令$\mathbf{d} = \boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}^{(t)}$ 表示相移更新。我们为目标函数和约束函数构造二次下界如下:

$$Q_{\mathcal{F}}^{(t)}(\mathbf{d}) = \mathcal{F}^{(t)} + (\nabla_{\boldsymbol{\theta}}\mathcal{F}^{(t)})^T\mathbf{d} - \frac{\ell_{\mathcal{F}}}{2}\|\mathbf{d}\|^2, \quad (20a)$$

$$Q_i^{(t)}(\mathbf{d}) = c_i^{(t)} + (\nabla_{\boldsymbol{\theta}}c_i^{(t)})^T\mathbf{d} - \frac{\ell_i}{2}\|\mathbf{d}\|^2. \quad (20b)$$

这里，梯度在 $\boldsymbol{\theta}^{(t)}$处进行计算，其中 $\nabla_{\boldsymbol{\theta}}c_i$ 通过对$\mathbf{z}_1$ 和$\mathbf{z}_2$ 应用链式法则得到。选择正曲率参数 $\ell_{\mathcal{F}}$ 和 ℓ_i，以确保二次函数提供有效的下界。由此得到的MM子问题为

$$\textbf{(P3.1)} \quad \max_{\mathbf{d}} Q_{\mathcal{F}}^{(t)}(\mathbf{d}) \quad (21a)$$

$$\textbf{s.t.} \quad Q_i^{(t)}(\mathbf{d}) \geq 0, \quad i = 1, \ldots, 3. \quad (21b)$$

利用 $\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta}^{(t)} + \mathbf{d}$，问题 **P3.1** 可等价地表述为一个欧几里得投影问题。通过配方，可得到二次目标函数的无约束最大化解为 $\mathbf{z}_0 = \boldsymbol{\theta}^{(t)} + \nabla_{\boldsymbol{\theta}}\mathcal{F}^{(t)}/\ell_{\mathcal{F}}$。类似地，每个二次约束定义了一个欧几里得球 $\mathcal{B}_i = \{\boldsymbol{\theta} : \|\boldsymbol{\theta} - \mathbf{C}_i\|^2 \leq r_i^2\}$，其中

$$\mathbf{C}_i = \boldsymbol{\theta}^{(t)} + \frac{\nabla_{\boldsymbol{\theta}}c_i^{(t)}}{\ell_i}, \quad r_i^2 = \left\|\frac{\nabla_{\boldsymbol{\theta}}c_i^{(t)}}{\ell_i}\right\|^2 + \frac{2c_i^{(t)}}{\ell_i}. \quad (22)$$

因此，求解 **P3.1** 等价于将 $\mathbf{z}_0$ 投影到 $\bigcap_{i=1}^{3}\mathcal{B}_i$上。我们采用 Dykstra算法计算该投影，并得到候选相位向量 $\boldsymbol{\theta}^{\mathrm{cand}}$。为考虑投影误差，仅当候选解满足原始约束且不会降低 $\mathcal{F}$ 时，才将其接受为 $\boldsymbol{\theta}^{(t+1)}$ 。否则，保留当前相位向量。RIS反射系数更新为 $v_m = e^{j\theta_m^{(t+1)}}$ 。*C. PA*位置优化

对于固定的RIS相移和功率分配系数，PA位置优化问题可表述为

$$\textbf{(P4)} \quad \max_{\mathbf{x}^{\mathrm{pin}}} \mathcal{F}(\mathbf{x}^{\mathrm{pin}}) \tag{23a}$$

$$\textbf{s.t.} \quad C_1,\ C_2,\ C_5,\ C_6,\ C_7. \tag{23b}$$

为求解 **P4**，我们采用序列二次规划（SQP）方法。令 $\mathbf{x} = \mathbf{x}^{\mathrm{pin}}$ 并定义 $f_x(\mathbf{x}) = -\mathcal{F}(\mathbf{x})$，将最大化问题转换为最小化问题。在SQP第 k 次迭代中，目标函数的二次模型和非线性约束的线性近似为

$$\textbf{(P4.1)} \quad \min_{\mathbf{d}_x} (\nabla_{\mathbf{x}} f_x^{(k)})^T \mathbf{d}_x + \frac{1}{2}\mathbf{d}_x^T \mathbf{B}^{(k)} \mathbf{d}_x \tag{24a}$$

$$\textbf{s.t.} \quad \mathbf{c}_x^{(k)} + (\mathbf{J}_x^{(k)})^T \mathbf{d}_x \preceq \mathbf{0}, \tag{24b}$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}^{(k)} + \mathbf{d}_x) + \Delta \mathbf{1} \preceq \mathbf{0}, \tag{24c}$$

$$\mathbf{0} \preceq \mathbf{x}^{(k)} + \mathbf{d}_x \preceq D_1 \mathbf{1}. \tag{24d}$$

其中，$\mathbf{d}_x$ 表示PA位置更新量，$\mathbf{B}^{(k)}$ 是拉格朗日函数的海森矩阵的一个正定近似。非线性约束向量定义为 $\mathbf{c}_x = -\mathbf{c}$，其中$\mathbf{c}$ 包含式（19）中的三个约束裕度，并根据$\mathbf{x}$进行评估。矩阵$\mathbf{J}_x \in \mathbb{R}^{L\times 3}$ 包含$\mathbf{c}_x$ 各分量相对于$\mathbf{x}$的梯度。矩阵$\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{(L-1)\times L}$ 表示相邻PA间距约束，每一行中的连续元素为1和 -1 ，其余位置为0。其余约束将PA位置限制在波导内。由于$\mathbf{B}^{(k)}$ 为正定矩阵，且所有约束均为仿射约束，因此**P4.1** 是一个凸二次规划（QP）问题。为计算目标梯度，将式（8）中的有效信道改写为 $g_n = \sum_{l=1}^{L} e^{-j\varphi_l} H_{l,n}$，其中$H_{l,n}$ 由与第 l个PA相关的直达信道分量和RIS反射信道分量组成，不包括波导内相移。当波导馈源位于 $(0,0,h)$ 时，信道导数为

$$\frac{\partial g_n}{\partial x_l^{\mathrm{pin}}} = e^{-j\varphi_l}\left(\frac{\partial H_{l,n}}{\partial x_l^{\mathrm{pin}}} - j\frac{2\pi}{\lambda_g} H_{l,n}\right). \tag{25}$$

因此，$\nabla_{\mathbf{x}}\gamma_n$ 的第 l个元素可表示为$\partial\gamma_n/\partial x_l^{\mathrm{pin}} = (2P/(L\sigma^2))\mathrm{Re}\{g_n^* \partial g_n/\partial x_l^{\mathrm{pin}}\}$。利用链式法则，目标梯度为 $\nabla_{\mathbf{x}} f_x = -w_1\nabla_{\mathbf{x}}\gamma_1 - w_2\nabla_{\mathbf{x}}\gamma_2$，其中 w_1 和 w_2 的定义见III-B小节。约束梯度同样可由信噪比梯度得到。在每次序列二次规划迭代中，使用带有序列二次规划算法的MATLAB fmincon 函数求解凸二次规划子问题**P4.1** ，从而获得$\mathbf{d}_x$。随后按照$\mathbf{x}^{(k+1)} = \mathbf{x}^{(k)} + \mathbf{d}_x$更新功率放大器位置。最终，所得到的序列二次规划过程寻求**P4**的驻点解。

算法1总结了将三个优化阶段结合起来的交替优化算法。令 $\boldsymbol{\xi} = (\alpha_2、\mathbf{x}^{\mathrm{pin}}、\mathbf{v})$ 表示优化变量， $\mathcal{S}_{\mathrm{P1}}$ 表示可行集

算法1 求解**P1**的所提算法

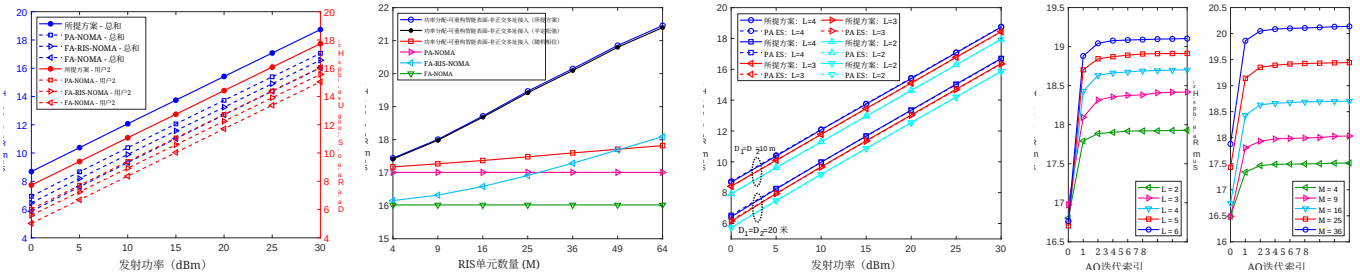
初始化： 设置 $i=0$、一个可行解 $\boldsymbol{\xi}^{(0)}$、收敛容差 ϵ_{AO}以及最大迭代次数 $I_{\max}$。
计算 $\mathcal{F}^{(0)}$。
重复
  $i = i+1$。
  使用（16）更新 $\alpha_2^{(i)}$ 。
  通过对**P3**应用MM方法，更新$\mathbf{v}^{(i)}$ 。
  通过对$\mathbf{x}^{\mathrm{pin},\,(i)}$ 应用序列二次规划法更新**P4**。
  计算 $\mathcal{F}^{(i)}$。
  如果 $\boldsymbol{\xi}^{(i)} \in \mathcal{S}_{\mathrm{P1}}$ 且 $\mathcal{F}^{(i)} \geq \mathcal{F}^{(i-1)}$ **则**
    $\boldsymbol{\xi} \leftarrow \boldsymbol{\xi}^{(i)}$。
  else
    $\boldsymbol{\xi} \leftarrow \boldsymbol{\xi}^{(i-1)}$。
    中断。
  结束 if
直到 $\mathcal{F}^{(i)} - \mathcal{F}^{(i-1)} \leq \epsilon_{\mathrm{AO}}$ 或 $i \geq I_{\max}$。
使用（16）获取保留的 $\mathbf{v}$ 和 $\mathbf{x}^{\mathrm{pin}}$的 α_2^* 。
输出： α_2^*、$\mathbf{v}$、$\mathbf{x}^{\mathrm{pin}}$。

P1。从满足数值功率分配裕量的可行解出发，该算法仅接受不会降低 $\mathcal{F}$ 的可行更新。由此得到的目标值序列单调不减且有上界，因此能够收敛。在计算复杂度方面，给定有效信道增益后，式（16）中的闭式功率分配需要 $\mathcal{O}(1)$ 次运算。假设信道系数已预先计算，并且 Dykstra 循环次数和 $\mathcal{O}(M)$ 次曲率选择试验的数量固定，基于 MM 的可重构智能表面相移优化需要 $\mathcal{O}(T_{\mathrm{MM}}M)$ 次运算。基于 SQP 的 PA 位置优化约需要 $\mathcal{O}(T_{\mathrm{SQP}}(L^3 + LM))$ 次运算，其中考虑了具有有界求解器迭代次数的稠密 QP 解，以及信道和梯度评估。这里， T_{MM} 和 T_{SQP} 分别表示相应的迭代次数。计入 $\mathcal{O}(LM)$ 的信道预处理开销后，对于 I_{AO} 次交替优化迭代，总体复杂度估计为 $\mathcal{O}\big(I_{\mathrm{AO}}\left[T_{\mathrm{MM}}M + T_{\mathrm{SQP}}(L^3 + LM)\right]\big)$.

IV. 数值结果

本节针对所提方案的 PA-RIS-NOMA 算法，与几种基准方案进行比较，评估其可实现的和速率性能及收敛行为。根据 [5], [11], [12]，中的仿真参数，噪声功率设置为 -90 dBm，载波频率设置为 $f_c = 28$ GHz，最低 PA 和 RIS 单元间距设置为 $\Delta = d = \lambda/2$，有效折射率设置为 $n_{\mathrm{eff}} = 1.4$ ，波导高度设置为 $h = 3$ m。用户均匀分布在 $D_1 \times D_2 = 10 \times 10$ m^2 区域内，RIS 参考单元位于 $\boldsymbol{\psi}^{\mathrm{ris}} = (D_1,\ D_2,\ h)$。每个用户的最低速率要求设置为 0。5 bit/s/Hz。

图 2a 将所提方案与三种基准方案进行了比较。PA-NOMA 在不使用 RIS 的情况下运行，并按照 [6] 对 PA 位置和功率分配进行优化。FA-NOMA 在 $(0,0,h)$ 处采用 FA 发射机，并使用最大比传输（MRT）波束成形 [13]以及优化的 NOMA 功率分配。FA-RIS-NOMA 在此配置中引入 RIS，并使用 MM 优化相移。如



(a) (b) (c) (d)

图2：所提RIS辅助PA-NOMA系统的性能评估：(a) 和速率和 U_2 速率随发射功率的变化（$L = 4$, $M = 16$）；(b) 和速率随RIS单元数量的变化（$L = 4$, $P = 30$ dBm）；(c) $D_1 = D_2 \in \{10, 20\}$ m时和速率随发射功率的变化（$M = 16$）；(d) 不同PA数量（L）和RIS单元数量（M）下的AO收敛情况。

发射功率增加时，所有方案的和速率和强用户速率均有所提升，其中所提方案始终取得最高值。相较于 PA-NOMA 和 FA-RIS-NOMA 的增益证明了 RIS辅助和灵活PA定位的优势。联合优化 PA位置和 RIS相位能够使接收端的直射信号与 RIS反射信号实现更有利的合并。此外，强用户速率占和速率的大部分，这表明在服务质量约束下，和速率增益主要体现为强用户吞吐量的提升。

图2b考察了RIS单元数量M的影响。作为比较，采用半定松弛（SDR） [14], 替代基于MM的RIS相位优化，并使用MATLAB CVX工具箱实现，而其他优化阶段保持不变。基于MM的方法实现了与SDR几乎相同的和速率性能，且两种方法均优于随机相位配置和其他基准方案。随着 M 增加，优化后的RIS相位与随机RIS相位之间的性能差距扩大，这体现了相位控制自由度的增加，以及反射信号相长合并效果的改善。尽管FA-RIS-NOMA受益于 M的增加，但其性能仍低于所提架构，凸显了联合优化PA位置和RIS相位的优势。相比之下，PA-NOMA和FA-NOMA不受 M影响，因为二者均未使用RIS。

图2c针对 $L = 2$、3、4 个 PA 和两种部署区域，将基于 SQP 的 PA位置优化与基于网格的穷举搜索（PA ES）进行了比较。在 PA ES 中，SQP 阶段被替换为对可行网格位置进行穷举搜索，而其余优化阶段保持不变。所提方案在各配置下均取得了接近 PA ES 的和速率，表明 SQP 无需评估所有网格配置即可识别有效PA位置。增加 PA 数量能够提供更大的有效信道塑形灵活性，从而提高和速率。相反，扩大部署区域会由于传播损耗增大而降低可达速率，而这些损耗无法通过 PA位置和RIS相移优化得到完全补偿。

图2d展示了所提交替优化算法在不同PA数量（左侧，$M = 16$）和不同RIS单元数量（右侧，$L = 4$）下的收敛行为。在这两种情况下，和速率均单调递增，最大幅度的提升出现在初始迭代阶段，随后增益逐渐减小。增加 L 或 M 均可提高可达到的和速率。尽管系统配置各不相同，所有曲线均在约八次交替优化迭代内趋于稳定，表明其在迭代次数方面收敛迅速。

V. 结论

本文研究了双用户RIS辅助下行PASS-NOMA系统中的 QoS 约束和速率最大化问题。为解决 PA位置、RIS相移和功率分配系数的联合优化问题，分别采用 SQP、MM 和闭式解，构建了一种交替优化算法。数值结果表明，所提方案优于所考虑的基准方案；同时，MM 和 SQP 阶段分别取得了与 SDR 和基于网格的 PA ES 相当的性能。

参考文献

[1] Z. Ding 等人，“柔性天线系统：捏合天线视角”，*IEEE*通信汇刊，第73卷，第10期，第9236–9253页，2025年。[2] Y. Liu 等人，“挤压天线系统：架构设计、机遇与展望”，*IEEE*通信杂志，第64卷，196，2026 1，第190页–。[3] ——，“捏合天线系统（PASS）：教程”，*IEEE*通信汇刊，第74卷，第4881–4918页，2026年。[4] Y. Xu 等人，“广义捏合天线系统：原理、设计策略与未来方向教程”，*IEEE*通信调查与教程，第28卷，第5872–5908页，2026年。[5] ——，“下行链路捏合天线系统的速率最大化”，*IEEE*无线通信快报，第14卷，第5期，第1431–1435页，2025年。[6] Z. Zhou 等人，“非正交多址辅助捏合天线系统的和速率最大化”，*IEEE*无线通信快报，第14卷，第9期，第2728–2732页，2025年。[7] K. Wang 等人，“非正交多址辅助捏合天线系统的天线激活”，*IEEE*无线通信快报，第14卷，第5期，第1526–1530页，2025年。[8] Y. Xu 等人，“下行链路捏合天线系统的QoS感知非正交多址设计”，*IEEE*通信汇刊，第73卷，第12期，第13 611–13 625页，2025年。[9] K. Wang 等人，“多波导捏合天线系统中的天线激活与资源分配”，*IEEE*无线通信汇刊，第25卷，第4070–4082页，2026年。[10] S. Hu 等人，“多根介质波导的捏合天线辅助非正交多址系统的和速率最大化”，载于*IEEE GLOBECOM*研讨会论文集（*GC*研讨会），2025年，第411–417页。[11] X. Fu 等人，“可重构智能表面辅助下行链路捏合天线系统的速率最大化”，*IEEE*无线通信快报，第15卷，第4484–4488页，2026年。[12] D. Shen和L. Dai，“面向可重构智能表面辅助无线通信的降维信道反馈”，*IEEE*通信汇刊，第69卷，第11期，第7748–7760页，2021年。[13] Q. Wu和R. Zhang，“通过有源和无源联合波束成形增强的智能反射表面无线网络”，*IEEE*无线通信汇刊，第18卷，第11期，第5394–5409页，2019年。[14] X. Li 等人，“含直达链路的可重构智能表面辅助非正交多址和速率最大化”，*IEEE*网络快报，第4卷，第2期，第55–58页，2022年。