移动天线与速率分割多址和可重构智能表面相结合：信道不确定性下的鲁棒波束成形设计

Muhammad Asif, Asim Ihsan, Zhongliang Wang, ManzoorAhmed, *IEEE*会员，XingwangLi，*IEEE*高级会员，Arumugam Nallanathan，*IEEE*会士，以及 Symeon Chatzinotas，*IEEE*会士

arXiv:2602.09419v1 [eess.SP] 10 Feb 2026

摘要——**本文针对采用速率分割多址（RSMA）传输协议、融合可移动天线（MAs）与可重构智能表面（RIS）的多用户通信系统，提出了一种智能优化框架。具体而言，我们设计了一种智能优化算法，通过联合优化发射预编码向量、RIS反射矩阵、公共速率分配和可移动天线位置，在满足服务质量（QoS）、功率预算、公共速率译码及互耦约束的条件下，使系统和速率最大化。此外，我们考虑了所有通信链路中不完美的信道状态信息（CSI），通过将信道估计误差建模为有界不确定区域，实现系统鲁棒性；该模型明确刻画了可用CSI中的不完美性，并保证系统在最坏情况信道条件下仍能可靠运行。此外，我们采用交替优化框架求解所得的非凸优化问题。首先，将相应的非凸子问题重构为半定规划（SDP）问题，以求得预编码向量，并通过S-程序推导出等价的线性矩阵不等式形式。其次，采用连续凸近似（SCA）将非凸无源波束成形子问题凸化，从而确定RIS反射矩阵，并得到等价的半定规划形式。第三，结合SCA与块坐标下降（BCD）方法，将可移动天线位置优化子问题转化为凸问题。最后，我们进行了大量数值仿真实验，以验证所提优化框架的性能和有效性。结果表明，与基准方案相比，该框架显著提升了性能，且收敛速度快。**

索引词——**可移动天线（移动天线）、可重构智能表面（可重构智能表面）、速率分割多址接入（速率分割多址）、鲁棒波束成形、信道不确定性。**

本工作部分得到自然科学研究项目安徽省教育委员会（2023AH040232，KJ2016A884-2025）的资助。

Muhammad Asif就职于电气工程学院，铜陵大学 y，安徽，铜 gling，中国（电子_邮箱：masif@tlu .edu.cn）。Asim Ihsan 任职于沙特阿拉伯达兰的阿卜杜勒阿齐兹国王石油与矿业大学（KFUPM）通信系统与感知跨学科研究中心（电子邮箱：asim.ihsan@kfupm.edu.sa）。

Zhongliang Wang 任职于中国安徽铜陵的铜陵学院电气工程学院，同时任职于中国安徽省铜陵市光电技术应用工程技术研究中心（电子邮箱：asdwzl@tlu.edu.cn）。

Manzoor Ahmed 任职于中国孝感的湖北工程学院计算机与信息科学学院及人工智能产业技术研究院，邮编 432000（电子邮箱：manzoor.achakzai@gmail.com）。

Xingwang Li 任职于中国焦作的河南理工大学物理与电子信息工程学院，邮编 454003（电子邮箱：lixingwangbupt@gmail.com）。

Arumugam Nallanathan 任职于英国伦敦 E1 4NS 的伦敦玛丽女王大学电子工程与计算机科学学院（电子邮箱：a.nallanathan@qmul.ac.uk）。

Symeon Chatzinotas 任职于卢森堡大学安全、可靠性与信任跨学科中心（SnT），地址：1855 卢森堡卢森堡市（电子邮箱：symeon.chatzinotas@uni.lu）。

（通讯作者：Zhongliang Wang）

I. 引言

THE 无线通信系统的快速发展推动了人们对第六代（6G）网络开发日益浓厚的兴趣 [1], [2]。未来的 6G 通信系统可能需要满足新的性能要求，例如高数据速率、高可靠性和更高的频谱效率，这促使人们探索新的传输技术 [3]–[5]。在此背景下，多天线通信技术，尤其是多输入多输出（MIMO）系统，是最具前景的方案之一；由于能够利用空间复用提升频谱效率和能效，这些技术已得到广泛研究 [6], [7]。此外，在未来无线网络中，高频频段的应用日益普及，其较短的信号波长有利于大型天线阵列的实际部署，并使大规模MIMO系统能够显著提升波束成形和空间复用增益 [8]–[10]。

然而，传统的MIMO架构依赖于部署在固定位置的天线，这从根本上限制了可用于获得分集和复用增益的空间自由度。近年来，一种名为可移动天线（MAs）的前沿新技术应运而生，开创了一种全新范式：天线可在小范围内动态调整位置，以充分利用空间自由度，从而提升通信性能 [11], [12]。具体而言，在可移动天线辅助系统中，每个天线单元都通过柔性电缆连接到相应的射频（RF）链，使其能够在预定义的空间区域内自由移动，从而获得更有利的信道条件并提升系统性能。此外，可移动天线赋能系统能够通过将天线从干扰较强的位置重新部署到干扰较弱的位置，有效抑制多用户干扰。通过独立调整不同可移动天线的位置，天线的空间调节能够更有效地利用空间自由度，从而提升分集和复用性能。在此背景下，近期研究表明，与基于固定位置天线（FPA）的系统相比，可移动天线辅助系统能够实现更优的通信性能。 [12] 中的作者提出了可移动天线的概念，并基于场响应公式建立了远场信道模型。利用该模型，他们分析了发射机和接收节点均部署单个可移动天线时，可移动天线辅助系统所能达到的最大信道增益。结果表明，可移动天线系统的性能显著优于固定位置天线系统，尤其是在丰富多径环境中。 [13],中的作者研究了可移动天线辅助的

多用户上行通信，提出了一种配备多个可移动天线的基站架构。他们在实际约束条件下，通过联合优化天线位置、接收合并和用户发射功率，构建了最大–最小速率优化问题。同样， [14] 中的研究探讨了采用可移动天线阵列进行波束成形，以克服固定位置天线系统中阵列增益与干扰抑制之间固有的权衡。通过联合优化天线位置向量和天线权重向量，研究证明能够同时实现朝向期望方向的完整阵列增益，以及朝向多个干扰方向的零陷指向。此外，Ma等人在 [15] 中研究了通过优化天线位置来提升可移动天线赋能点对点MIMO系统容量的问题。作者通过联合优化可移动天线的位置和发射波束成形，刻画了可移动天线相较于固定位置天线系统所能带来的容量增益。此外，[16]中的作者研究了一种可移动天线赋能的宽带通信系统，考虑了频率选择性衰落信道上的正交频分复用传输。研究采用多抽头场响应信道模型，以表征天线移动引起的联合空频信道变化。

近年来，速率分割多址接入（RSMA）因其卓越的频谱效率和增强的干扰管理能力，作为一种非正交物理层传输范式受到了广泛研究 [17]。RSMA 将每个用户的消息拆分为公共和私有分量，从而能够部分解码多用户干扰，同时将其余干扰视为噪声。通过适当拆分消息并对公共消息和私有消息进行功率控制，RSMA 能够动态支持广泛的干扰管理策略，涵盖将干扰完全视为噪声到将干扰完全解码 [18]。凭借这种天然的灵活性，RSMA 能够弥合空分多址（SDMA）与非正交多址（NOMA）之间的差距：前者基于将干扰视为噪声，后者则侧重于解码主导干扰信号。因此，RSMA 的均衡传输系统可提升频谱效率和能效[19],，同时增强其在运行条件恶劣的多用户通信环境中的鲁棒性。

尽管速率分割多址具有卓越的频谱效率和干扰抑制能力，但直接通信链路的阻塞会显著损害其性能，从而导致覆盖空洞并提高中断概率。为克服这一局限，可重构智能表面（RIS）已成为一种有效解决方案，它通过动态塑造无线传播环境来提升容量、可靠性和覆盖范围 [20]。可重构智能表面通常由大量无源反射单元组成的平面阵列构成。通过自适应调整这些单元的反射系数，可重构智能表面能够智能地调控无线传播环境 [21]。具体而言，借助优化的反射控制，可重构智能表面能够将入射信号导向目标用户，从而重塑信道条件并缓解覆盖盲区 [22], [23]。因此，由于其运行在很大程度上是无源的，功耗主要与控制电路相关，可重构智能表面提供了一种经济高效、维护量低且易于部署的解决方案。

受上述优势启发，在未来的6G系统中，将移动天线与速率分割多址传输及可重构智能表面辅助的传播控制相结合，有望为实现自适应空间控制、高频谱效率和可靠覆盖提供一种可行方案。在这方面， [24] 的作者研究了一种下行链路多点协作速率分割多址系统，其中用户配备了移动天线，以利用空间自适应性。研究构建了一个联合优化框架，在服务质量约束下，通过优化基站波束成形、公共流分配和可移动天线位置来最大化系统和速率。此外，Li 等人研究了一种移动天线辅助的速率分割多址框架，用于短包超可靠低时延通信传输。研究构建了一个联合波束成形与天线位置优化问题，在满足严格时延和可靠性要求的同时，最大化可达和速率 [25]。在 [26],中，作者研究了一种移动天线辅助的上行链路速率分割多址框架，以支持短包传输下的移动宽带可靠低时延通信。通过联合优化天线位置、接收合并、功率分配和串行干扰消除译码顺序，构建了一个和速率最大化问题。同样， [27] 的研究考察了一种移动天线辅助的可重构智能表面辅助通感一体化系统，以提升覆盖受限区域内的通信和感知性能。研究在实际约束下，通过联合优化基站协方差矩阵、可重构智能表面反射系数和可移动天线位置，构建了一个波束方向图增益最大-最小优化问题。 [28] 中的 Ma等人 研究了一种移动天线辅助的可重构智能表面赋能通感一体化系统，重点提升其抵御窃听的物理层安全性。研究通过联合优化基站波束成形、可重构智能表面反射系数和移动天线位置，构建了一个和速率最大化问题。 [29]的作者研究了一种由移动天线增强的可重构智能表面辅助多用户通信系统，以提升信道容量。研究通过优化可重构智能表面反射系数、移动天线位置和基站波束成形，构建了一个联合优化问题以表征系统性能，并提出了一种高效的基于分式规划的算法来求解所得的非凸问题。在 [30],中，研究通过联合优化移动天线运动轨迹、发射波束成形和可重构智能表面相移，考察了隐蔽速率最大化问题。此外， [31] 的作者研究了一种由移动天线增强的同时透射与反射可重构智能表面辅助多用户通信系统，以提升统计信道状态信息（CSI）条件下的和速率性能。研究构建了一个联合优化问题，以优化STAR-RIS透射和反射系数、基站波束成形和移动天线位置。

值得注意的是， [24]–[26] 中的研究提出了多种用于移动天线辅助速率分割多址网络的优化策略。此外， [27]–[31] 中的工作为移动天线赋能的可重构智能表面辅助系统开发了若干优化框架。然而，智能资源分配

框架若要联合集成可移动天线、速率分割多址和可重构智能表面，目前仍鲜有研究。在此背景下，据我们所知，唯一一项联合集成移动天线、速率分割多址和可重构智能表面的现有工作见于 [32]。然而，该工作存在以下局限：1）首先，该研究仅关注系统和速率最大化，未纳入用户服务质量约束，这可能导致所得解无法保证最低服务要求；2）其次，该框架假设所有链路的信道状态信息均完美已知，但这一假设在实际且复杂的传播环境中往往并不现实。因此， [32] 中提出的优化方法对信道不确定性的鲁棒性有限。

鉴于上述局限性，我们为移动天线辅助的可重构智能表面赋能速率分割多址系统开发了一种鲁棒智能资源分配框架，该框架显式考虑信道估计误差，并确保满足用户的服务质量约束。主要贡献概述如下：

- 我们研究一种采用速率分拆多址传输协议的移动天线辅助可重构智能表面赋能多用户下行通信网络。在所考虑的系统中，假设发射机与用户之间的直达链路不可用，通信完全通过RIS节点实现。此外，所有通信链路均存在不完美的信道状态信息；为纳入鲁棒性考量，我们引入有界信道不确定性框架，以刻画估计误差，并确保系统在最不利信道条件下仍能可靠运行。

- 接下来，我们构建一个智能优化框架，通过联合优化发射波束成形、公共速率分配、RIS反射矩阵以及移动天线的位置，实现和速率最大化，同时满足服务质量、功率预算、公共速率解码和互耦约束。

- 随后，为解决所构建问题的非凸性，采用交替优化方案。首先，通过利用S-程序推导线性矩阵不等式（LMIs）表示，将发射预编码子问题重构为半定规划（SDP）形式。其次，利用连续凸近似（SCA）和半定松弛，将RIS反射矩阵优化子问题转化为凸半定规划问题

（SDR）技术。最后，采用连续凸近似（SCA）结合块坐标下降（BCD）方法，将可移动天线位置优化子问题重新表述为凸问题。

- 最后，通过大量数值仿真验证了所提出优化框架的有效性。结果表明，与基准方案相比，该框架具有显著的性能提升和快速收敛特性。

II. 系统模型与优化问题表述

如图1所示，我们考虑一个下行链路系统，其中配备 L 个移动天线的基站为 M 个单天线速率分割多址

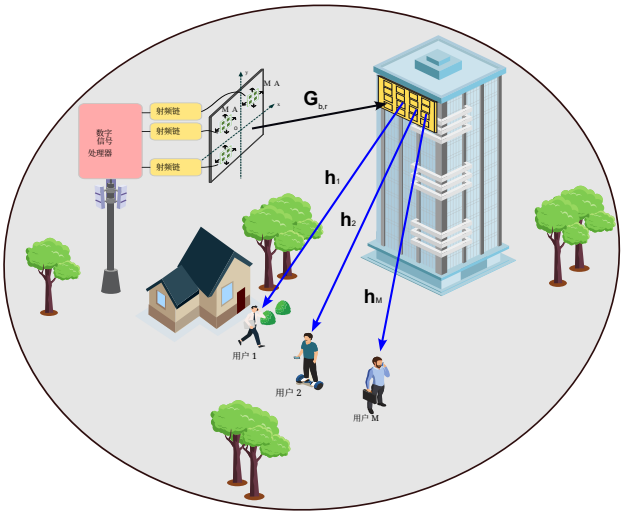


图1：系统模型。

用户提供服务，且存在信道估计误差。在存在环境遮挡的情况下，基站–用户直通信链路被阻断，因此用户传输完全通过配备 N 个反射元件的可重构智能表面实现。

A. 信道模型

在本文中，我们采用平面远场响应信道模型 [12]，其中移动天线发射区域的空间范围相对于发射机与接收机之间的传播距离足够小。具体而言，在平面远场响应模型下，同一信道的发射/接收路径具有相同的出发角（AoD）、到达角（AoA）以及路径响应系数的幅度，而各路径响应系数的相位则因可移动天线位置的不同空间位置而有所变化。

接下来，我们将 L 个移动天线的位置定义为 $\left[\widehat{\boldsymbol{t}}_1, \widehat{\boldsymbol{t}}_2, \ldots, \widehat{\boldsymbol{t}}_L\right] \in \mathbb{R}^{2\times L}$，其中 $\widehat{\boldsymbol{t}}_l = [x_l, y_l]^T \in \mathcal{C}_t$ 表示第 l 个移动天线的位置，$\forall l \in \mathcal{L} = \{1, 2, ..., L\}$，$\mathcal{C}_t$ 表示基站处 L 个移动天线的发射区域。进一步，令 L_t 和 L_r 分别表示发射和接收路径的数量。基站与可重构智能表面处的俯仰角和方位角分别记为 $\phi_i^e \in [0, \pi]$ 和 $\phi_i^a \in [0, \pi]$（对于 $1 \le i \le L_t$）以及 $\varphi_j^e \in [0, \pi]$ 和 $\varphi_j^a \in [0, \pi]$（对于 $1 \le j \le L_r$）。于是，第 i 条发射路径在 $\boldsymbol{t}_l$ 与参考原点之间的信号传播距离差为

$$\chi\left(\widehat{\boldsymbol{t}}_l, \phi_i^e, \phi_i^a\right) = x_l \sin\phi_i^e \cos\phi_i^a + y_l \cos\phi_i^e. \tag{1}$$

那么，对于基站-RIS链路，位置为 $\boldsymbol{t}_l$ 的 MA 的场响应向量（FRV）表示为

$$\boldsymbol{f}^{\boldsymbol{t}}\left(\widehat{\boldsymbol{t}}_l\right) = \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\chi\left(\widehat{\boldsymbol{t}}_l, \phi_1^e, \phi_1^a\right)}, \ldots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\chi\left(\widehat{\boldsymbol{t}}_l, \phi_{L_t}^e, \phi_{L_t}^a\right)}\right]^T \in \mathbb{C}^{L_t\times 1}, \tag{2}$$

其中，$2\pi\chi(\widehat{\boldsymbol{t}}_l, \phi_i^e, \phi_i^a)/\lambda$ 表示移动天线位于位置 $\boldsymbol{t}_l$ 与参考原点之间、第 i 条发射路径的相位差，λ 表示载波波长。因此，所有 L 个移动天线对应的基站–可重构智能表面通信链路的场响应矩阵（FRM）表示为

$$\boldsymbol{F}^{\boldsymbol{t}}(\widehat{\boldsymbol{t}}) \triangleq \left[\boldsymbol{f}^{\boldsymbol{t}}(\widehat{\boldsymbol{t}}_1), \boldsymbol{f}^{\boldsymbol{t}}(\widehat{\boldsymbol{t}}_2), \ldots, \boldsymbol{f}^{\boldsymbol{t}}(\widehat{\boldsymbol{t}}_L)\right] \in \mathbb{C}^{L_t \times L}. \quad (3)$$

类似地，位置 $\widehat{\boldsymbol{r}}_n = [x_n, y_n]^T$ 处可重构智能表面第 n 个反射单元的远场响应向量（FRV）表示为

$$\boldsymbol{f}^{\boldsymbol{r}}(\widehat{\boldsymbol{r}}_n) = \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\chi(\widehat{\boldsymbol{r}}_n, \varphi_1^e, \varphi_1^a)}, \ldots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\chi\left(\widehat{\boldsymbol{r}}_n, \varphi_{L_r}^e, \varphi_{L_r}^a\right)}\right]^T \in \mathbb{C}^{L_r \times 1}, \quad (4)$$

其中，对于 $1 \le j \le L_r$，$2\pi\chi\left(\widehat{\boldsymbol{r}}_n,\ \varphi_j^e,\ \varphi_j^a\right)/\lambda$ 表示位置 $\widehat{\boldsymbol{r}}_n$ 与 RIS节点参考原点之间第 j 条接收路径的相位差。因此，RIS处的 FRM 可表示为

$$\boldsymbol{F}^{\boldsymbol{r}}(\widehat{\boldsymbol{r}}) \triangleq [\boldsymbol{f}^{\boldsymbol{r}}(\widehat{\boldsymbol{r}}_1), \boldsymbol{f}^{\boldsymbol{r}}(\widehat{\boldsymbol{r}}_2), \ldots, \boldsymbol{f}^{\boldsymbol{r}}(\widehat{\boldsymbol{r}}_N)] \in \mathbb{C}^{L_r \times N}. \quad (5)$$

接下来，令 $\boldsymbol{\Lambda} \in \mathbb{C}^{L_r \times L_t}$ 表示基站-RIS链路的路径响应矩阵，则从基站到 RIS 的等效信道可写为

$$\mathbf{H}_{b,r}(\widehat{\boldsymbol{t}}) = \boldsymbol{F}^{\boldsymbol{r}}(\widehat{\boldsymbol{r}})^H \boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{F}^{\boldsymbol{t}}(\widehat{\boldsymbol{t}}) \in \mathbb{C}^{N \times L}, \quad (6)$$

接下来，令 RIS 到第 m 个用户的信道表示为 $\mathbf{h}_{r,m} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$。由此，从基站到第 m 个用户的端到端等效信道可表示为

$$\mathbf{g}_m^H(\widehat{\boldsymbol{t}}) = \mathbf{h}_{r,m}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H}_{b,r}(\widehat{\boldsymbol{t}}) \in \mathbb{C}^{1 \times L}, \quad (7)$$

其中，$\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}\left\{[e^{j\vartheta_1}, e^{j\vartheta_2}, ..., e^{j\vartheta_N}]^T\right\} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示 RIS 的反射矩阵。

B. 信号模型

根据速率分拆多址传输协议，每个用户的消息被拆分为私有部分和公共部分。具体而言，M 用户的私有消息被分别编码为 M 个私有数据流，记作{$\hat{z}_1$、$\hat{z}_2$、.....、$\hat{z}_M$}，其中 $m \in \mathcal{M} = \{1, 2, \ldots, M\}$；而面向所有用户的公共消息则被联合编码为一个公共数据流，记作 $\hat{z}_c$。因此，基站处的发射信号表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{p}_c \hat{z}_c + \sum_{m=1}^{M} \mathbf{p}_m \hat{z}_m,\ \forall m \in \mathcal{M}, \quad (8)$$

其中，$\mathbf{p}_m \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 和$\mathbf{p}_c \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 分别表示私有数据流和公共数据流的发射波束成形向量。此外，假设 $\mathbb{E}[|\hat{z}_m|^2] = 1$ 和 $\mathbb{E}[|\hat{z}_c|^2] = 1$,$\forall m \in \mathcal{M}$，则第 m 个用户接收到的信号可写为

$$\widehat{y}_m = \mathbf{g}_m^H(\widehat{\boldsymbol{t}})\mathbf{x} + \hat{n}_m,\ \forall m \in \mathcal{M}, \quad (9)$$

其中，$\hat{n}_m \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma_m^2)$表示第 m 个用户处的加性白高斯噪声（AWGN）。

此外，为了刻画信道不确定性的影响，第 m个用户的有效信道建模为 $\hat{\mathbf{g}}_m = \mathbf{g}_m + \Delta\mathbf{g}_m$ [33], [34]，其中 $\mathbf{g}_m$ 表示可用的信道估计，$\Delta\mathbf{g}_m$ 表示相应的估计误差，并假设其服从圆对称复高斯分布。信道不确定性进一步受限于 $\|\Delta\mathbf{g}_m\| \le \widehat{\varrho}_m$ [34]。

因此，第 m个用户解码公共流的可达速率为

$$R_m^c = \log_2\left(1 + \Gamma_m^c\right),\ \forall m \in \mathcal{M}, \quad (10)$$

其中 Γ_m^c 表示信干噪比（SINR），其表达式为

$$\Gamma_m^c = \frac{|\widehat{\mathbf{g}}_m^H \mathbf{p}_c|^2}{\sum_{i=1}^{M} |\widehat{\mathbf{g}}_m^H \mathbf{p}_i|^2 + \widehat{\sigma}_m^2},\ \forall m \in \mathcal{M}. \quad (11)$$

成功解码公共流后，通过串行干扰消除（SIC） [17]从接收信号中消除其影响。随后，接收机继续解码其目标私有数据流，同时将面向其他用户的私有流视为残余干扰。因此，第 m个用户的私有消息对应的可达速率可表示为

$$R_m^p = \log_2\left(1 + \Gamma_m^p\right),\ \forall m \in \mathcal{M}, \quad (12)$$

其中 Γ_m^p 表示信干噪比，其表达式为

$$\Gamma_m^p = \frac{|\widehat{\mathbf{g}}_m^H \mathbf{p}_m|^2}{\sum_{\substack{i=1 \\ i \ne m}}^{M} |\widehat{\mathbf{g}}_m^H \mathbf{p}_i|^2 + \widehat{\sigma}_m^2},\ \forall m \in \mathcal{M}. \quad (13)$$

因此，所考虑系统的和速率可写为

$$\widehat{R} = \sum_{m \in \mathcal{M}} \left(\widehat{r}_m^c + R_m^p\right),\ \forall m \in \mathcal{M}, \quad (14)$$

其中，$\widehat{r}_m^c$ 表示分配给第 m个用户的实际公共速率。

C. 问题表述

本文旨在通过联合优化发射预编码向量$\mathbf{p}_m$ 和$\mathbf{p}_c$、可重构智能表面的反射矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$以及移动天线 $\boldsymbol{t}$的位置，在有界信道状态信息误差模型下满足服务质量要求，从而最大化基于移动天线的速率分割多址可重构智能表面系统的和速率。据此，所得优化问题表述为

$$\textbf{(P1)} \max_{(\widehat{r}_m^c, \mathbf{p}_c, \mathbf{p}_m, \boldsymbol{\Phi}, \widehat{\boldsymbol{t}})} \sum_{m=1}^{M} \left(\widehat{r}_m^c + R_m^p\right), \quad (15a)$$

$$s.t.\ C_1: \widehat{r}_m^c + R_m^p \ge R_{min},\ \|\Delta\mathbf{g}_m\| \le \widehat{\varrho}_m, \forall m \in \mathcal{M}, \quad (15b)$$

$$C_2: \sum_{m=1}^{M} \widehat{r}_m^c \le R_m^c,\ \|\Delta\mathbf{g}_m\| \le \widehat{\varrho}_m,\ \forall m \in \mathcal{M}, \quad (15c)$$

$$C_3: \|\mathbf{p}_c\|^2 + \sum_{m=1}^{M} \|\mathbf{p}_m\|^2 \le P_t,\ \forall m \in \mathcal{M} \quad (15d)$$

$$C_4: \left|e^{j\vartheta_i}\right| = 1, \forall i \in \mathcal{N} = \{1, 2, ..., N\}, \quad (15e)$$

$$C_5: \vartheta_i \in [0, 2\pi], \forall i \in \mathcal{N} = \{1, 2, ..., N\}, \quad (15f)$$

$$C_6: \left\|\widehat{\boldsymbol{t}}_l - \widehat{\boldsymbol{t}}_j\right\|_2 \ge D, \forall l, j \in \mathcal{L},\quad l \ne j, \quad (15g)$$

$$C_7: \widehat{\boldsymbol{t}} \in \mathcal{C}_t, \quad (15h)$$

其中， P_t、 $R_{\min}$和 D 分别表示可用功率预算、服务质量保障所需的最低速率阈值，以及为避免互耦效应而设置的移动天线之间的最小间距。约束 C_1 用于满足服务质量要求，而 C_2 则确保公共流能够成功解码。约束 C_4 对可重构智能表面的反射元件施加单位模条件。约束 C_6 确保移动天线之间有足够的间距，以防止互耦；约束 C_7 则将移动天线的位置限制在区域 $\mathcal{C}_t$内。

III. 优化问题的求解方案

需要强调的是，优化变量 $\widehat{r}_m^c$、$\mathbf{p}_c$、$\mathbf{p}_m$、 $\boldsymbol{\Phi}$ 和 $\widehat{\boldsymbol{t}}$ 之间存在强耦合，使问题 **(P1)** 具有高度非凸性且难以求解。为应对这一挑战，我们采用交替优化策略，将问题 **(P1)**分解为三个子问题，并以迭代方式求解。

A. 更新预编码向量$\mathbf{p}_c$ 和$\mathbf{p}_m$

$\widehat{\ }$在固定 $\boldsymbol{\Phi}$ 和 $\boldsymbol{t}$ 的取值后，与发射预编码向量设计相关的优化问题可表述如下:

$$\textbf{(P2)} \max_{(\widehat{r}_m^c,\mathbf{p}_c,\mathbf{p}_m)} \sum_{m=1}^{M}\left(\widehat{r}_m^c + R_m^p\right), \tag{16a}$$

$$s.t.\ \ \text{(15b)} - \text{(15d)}. \tag{16b}$$

需要注意的是，由于目标函数和约束均具有非凸性，问题 **(P2)** 具有高度非凸性。

接下来，我们定义$\mathbf{P}_m = \mathbf{p}_m\mathbf{p}_m^H$ 和$\mathbf{P}_c = \mathbf{p}_c\mathbf{p}_c^H$为两个半正定（PSD）矩阵，并满足 $\text{rank}(\mathbf{P}_m)=1$ 和 $\text{rank}(\mathbf{P}_c)=1$。为便于进行可处理的优化，引入松弛变量向量 $\boldsymbol{\kappa}_m^p=[\kappa_1^p,...,\kappa_M^p]^T$，如下所示。

$$\widehat{r}_m^c + \kappa_m^p \geq R_{min},\ \forall m\in\mathcal{M}, \tag{17a}$$

$$\log_2\left(1+\frac{\widehat{\mathbf{g}}_m^H\mathbf{P}_m\widehat{\mathbf{g}}_m}{\sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq m}}^{M}\widehat{\mathbf{g}}_m^H\mathbf{P}_i\widehat{\mathbf{g}}_m+\widehat{\sigma}_m^2}\right)\geq\kappa_m^p,\ \|\Delta\mathbf{g}_m\|\leq\widehat{\varrho}_m,$$

$$\forall m\in\mathcal{M}, \tag{17b}$$

此外，为了跟踪 (17b) 的凸性，我们定义如下辅助变量向量 $\boldsymbol{\zeta}_m^p=[\zeta_1^p,...,\zeta_M^p]^T$

$$\widehat{\mathbf{g}}_m^H\mathbf{P}_m\widehat{\mathbf{g}}_m \geq \left(2^{\kappa_m^p}-1\right)\zeta_m^p,\ \forall\|\Delta\mathbf{g}_m\|\leq\widehat{\varrho}_m,$$

$$\forall m\in\mathcal{M}, \tag{18a}$$

$$\sum_{\substack{i=1\\ i\neq m}}^{M}\widehat{\mathbf{g}}_m^H\mathbf{P}_i\widehat{\mathbf{g}}_m+\widehat{\sigma}_m^2\leq\zeta_m^p,\ \forall\|\Delta\mathbf{g}_m\|\leq\widehat{\varrho}_m,$$

$$\forall m\in\mathcal{M}. \tag{18b}$$

为了解决 (18a) 和 (18b) 中的信道状态信息不确定性，我们利用 S-程序将这些约束改写为等价的线性矩阵不等式（LMIs），如下所示： [35],

$$\begin{bmatrix}\lambda_m^p\mathbf{I}+\mathbf{P}_m & \mathbf{P}_m\mathbf{g}_m\\ \mathbf{g}_m^H\mathbf{P}_m & \mathbf{g}_m^H\mathbf{P}_m\mathbf{g}_m-\left(2^{\kappa_m^p}-1\right)\zeta_m^p-\lambda_m^p\widehat{\varrho}_m^2\end{bmatrix}\succeq\mathbf{0},$$

$$\forall m\in\mathcal{M}, \tag{19}$$

and,

$$\begin{bmatrix}\mu_m^p\mathbf{I}-\left(\sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq m}}^{M}\mathbf{P}_i\right) & -\left(\sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq m}}^{M}\mathbf{P}_i\right)\mathbf{g}_m\\ -\mathbf{g}_m^H\left(\sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq m}}^{M}\mathbf{P}_i\right) & \zeta_m^p-\widehat{\sigma}_m^2-\mathbf{g}_m^H\left(\sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq m}}^{M}\mathbf{P}_i\right)\mathbf{g}_m-\mu_m^p\widehat{\varrho}_m^2\end{bmatrix}\succeq\mathbf{0}, \tag{20}$$

其中， $\boldsymbol{\lambda}_m^p=[\lambda_1^p,...,\lambda_M^p]^T\geq\mathbf{0}$和 $\boldsymbol{\mu}_m^p=[\mu_1^p,...,\mu_M^p]^T\geq\mathbf{0}$ 是辅助变量向量。

因此，为了追踪 (15c) 的凸性，我们引入一个松弛变量向量 $\boldsymbol{\beta}_m^c=[\beta_1^c,...,\beta_M^c]^T$，如下所示

$$\widehat{\mathbf{g}}_m^H\mathbf{P}_c\widehat{\mathbf{g}}_m\geq\left(2^{\left(\sum_{m=1}^{M}\widehat{r}_m^c\right)}-1\right)\beta_m^c,\ \forall\|\Delta\mathbf{g}_m\|\leq\widehat{\varrho}_m,$$

$$\forall m\in\mathcal{M}, \tag{21a}$$

$$\sum_{i=1}^{M}\widehat{\mathbf{g}}_m^H\mathbf{P}_i\widehat{\mathbf{g}}_m+\widehat{\sigma}_m^2\leq\beta_m^c,\ \forall\|\Delta\mathbf{g}_m\|\leq\widehat{\varrho}_m,$$

$$\forall m\in\mathcal{M}. \tag{21b}$$

利用 S-程序，(21a) 和 (21b) 可转换为等价的线性矩阵不等式，如下所示:

$$\begin{bmatrix}\lambda_m^c\mathbf{I}+\mathbf{P}_c & \mathbf{P}_c\mathbf{g}_m\\ \mathbf{g}_m^H\mathbf{P}_c & \mathbf{g}_m^H\mathbf{P}_c\mathbf{g}_m-\left(2^{\left(\sum\limits_{k=1}^{M}\widehat{r}_k^c\right)}-1\right)\beta_m^c-\lambda_m^c\widehat{\varrho}_m^2\end{bmatrix}\succeq\mathbf{0},$$

$$\forall m\in\mathcal{M}, \tag{22}$$

and,

$$\begin{bmatrix}\mu_m^c\mathbf{I}-\sum\limits_{i=1}^{M}\mathbf{P}_i & -\left(\sum\limits_{i=1}^{M}\mathbf{P}_i\right)\mathbf{g}_m\\ -\mathbf{g}_m^H\left(\sum\limits_{i=1}^{M}\mathbf{P}_i\right) & \beta_m^c-\widehat{\sigma}_m^2-\mathbf{g}_m^H\left(\sum\limits_{i=1}^{M}\mathbf{P}_i\right)\mathbf{g}_m-\mu_m^c\widehat{\varrho}_m^2\end{bmatrix}\succeq\mathbf{0}, \tag{23}$$

其中， $\boldsymbol{\lambda}_m^c=[\lambda_1^c,\ldots,\lambda_M^c]^{\mathsf{T}}\geq\mathbf{0}$和 $\boldsymbol{\mu}_m^c=[\mu_1^c,\ldots,\mu_M^c]^{\mathsf{T}}\geq\mathbf{0}$ 表示非负辅助变量向量。

因此，问题**(P2)** 可改写如下

$$\textbf{(P3)}\ \max_{\widehat{\boldsymbol{\alpha}}}\sum_{m=1}^{M}\left(\widehat{r}_m^c+\kappa_m^p\right), \tag{24a}$$

$$s.t.\ \ \widehat{r}_m^c+\kappa_m^p\geq R_{min},\ \forall m\in\mathcal{M}, \tag{24b}$$

$$(19),(20),(22),(23), \tag{24c}$$

$$\text{tr}(\mathbf{P}_c)+\sum_{m=1}^{M}\text{tr}(\mathbf{P}_m)\leq P_t,\ \forall m\in\mathcal{M}, \tag{24d}$$

$$\mathbf{P}_c \succeq 0,\ \mathbf{P}_m \succeq 0,\ \forall m \in \mathcal{M}, \tag{24e}$$

$$\mathrm{rank}(\mathbf{P}_c) = 1,\ \mathrm{rank}(\mathbf{P}_m) = 1, \forall m \in \mathcal{M}. \tag{24f}$$

其中 $\widehat{\boldsymbol{\alpha}} = \{\widehat{r}_m^c, \mathbf{P}_c, \mathbf{P}_m, \boldsymbol{\kappa}_m^p, \boldsymbol{\zeta}_m^p, \boldsymbol{\lambda}_m^p, \boldsymbol{\mu}_m^p, \boldsymbol{\beta}_m^c, \boldsymbol{\lambda}_m^c, \boldsymbol{\mu}_m^c\}$。

需要强调的是，由于式 (24f) 中的秩一约束，问题 **(P3)** 仍然是非凸的。为解决这一问题，通过采用半定松弛技术放松秩一约束，可将问题**(P3)** 重构为易于求解的半定规划形式。此外，如果所得解$\mathbf{P}_c$ 和$\mathbf{P}_m$ 的秩较高，则采用高斯随机化来恢复可行的秩一解 [36]。

B. 更新*RIS*反射矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$

在预编码向量$\mathbf{p}_c$、$\mathbf{p}_m$ 及移动天线$\widehat{}$的位置 $\boldsymbol{t}$固定的情况下，计算 $\boldsymbol{\Phi}$的优化问题可表述如下

$$\textbf{(P4)} \max_{(\widehat{r}_m^c, \boldsymbol{\Phi})} \sum_{m=1}^{M} \left(\widehat{r}_m^c + R_m^p\right), \tag{25a}$$

$$s.t.\ \ (15b), (15c), (15e), (15f). \tag{25b}$$

我们首先将问题**(P4)**重构为易于求解的优化形式。在所考虑的有界信道状态信息误差模型下，其中 $\widehat{}\mathbf{g}_m = \mathbf{g}_m + \Delta\mathbf{g}_m$ 和 $\|\Delta\mathbf{g}_m\| \le \widehat{\varrho}_m$，信道的二阶统计量可相应表示，有效信道的协方差矩阵为 $\widehat{}\mathbf{G}_m = \mathbf{G}_m + \Delta\mathbf{G}_m$ [34]，其中 $\widehat{}\mathbf{G}_m = \mathbb{E}\{\widehat{}\mathbf{g}_m \widehat{}\mathbf{g}_m^H\}$、$\mathbf{G}_m = \mathbb{E}\{\mathbf{g}_m \mathbf{g}_m^H\}$ 和 $\Delta\mathbf{G}_m = \mathbb{E}\{\Delta\mathbf{g}_m \Delta\mathbf{g}_m^H\}$ 分别表示刻画有效信道、估计信道和估计误差的协方差矩阵。

因此，公式（10）和（12）可更新为

$$\overline{R}_m^c = \log_2\left(1 + \frac{\mathrm{tr}\left(\mathbf{p}_c^H\left(\mathbf{G}_m + \Delta\mathbf{G}_m\right)\mathbf{p}_c\right)}{\sum\limits_{i=1}^{M}\mathrm{tr}\left(\mathbf{p}_i^H\left(\mathbf{G}_m + \Delta\mathbf{G}_m\right)\mathbf{p}_i\right) + \widehat{\sigma}_m^2}\right), \quad \forall m \in \mathcal{M}, \tag{26}$$

$$\overline{R}_m^p = \log_2\left(1 + \frac{\mathrm{tr}\left(\mathbf{p}_m^H\left(\mathbf{G}_m + \Delta\mathbf{G}_m\right)\mathbf{p}_m\right)}{\sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq m}}^{M}\mathrm{tr}\left(\mathbf{p}_i^H\left(\mathbf{G}_m + \Delta\mathbf{G}_m\right)\mathbf{p}_i\right) + \widehat{\sigma}_m^2}\right), \quad \forall m \in \mathcal{M}, \tag{27}$$

此外，为处理公式（26）和（27）中的信道状态信息不确定性，下面给出**定理1**如下:

定理1: 表设厄米特矩阵$\widehat{\boldsymbol{\Psi}}$，其中 $\widehat{}\boldsymbol{\Psi}$ 为半正定秩一矩阵。若 $\boldsymbol{\Xi}$ 满足范数约束 $|\widehat{\boldsymbol{\Xi}}| \le \widehat{\varrho}^2$，则有如下等式成立:

$$\max_{\|\widehat{\boldsymbol{\Xi}}\| \le \widehat{\varrho}^2} \mathrm{tr}(\widehat{\boldsymbol{\Psi}}\widehat{\boldsymbol{\Xi}}) = \widehat{\varrho}^2\,\mathrm{tr}(\widehat{\boldsymbol{\Psi}}). \tag{28}$$

证明：定理1的完整证明见附录A。

接下来，我们将二次项重写为 $\mathrm{tr}\left(\mathbf{p}_m^H \Delta\mathbf{G}_m \mathbf{p}_m\right) = \mathrm{tr}(\Delta\mathbf{G}_m\mathbf{P}_m)$ 和 $\mathrm{tr}\left(\mathbf{p}_c^H \Delta\mathbf{G}_m \mathbf{p}_c\right) = \mathrm{tr}(\Delta\mathbf{G}_m\mathbf{P}_c)$，其中 $\mathbf{P}_m = \mathbf{p}_m\mathbf{p}_m^H$ 和 $\mathbf{P}_c = \mathbf{p}_c\mathbf{p}_c^H$是秩为一的半正定矩阵。根据**定理1**，我们可以进一步得到

$$\max_{\|\Delta\mathbf{G}_m\| \le \widehat{\varrho}^2} \mathrm{tr}(\Delta\mathbf{G}_m\mathbf{P}_c) = \widehat{\varrho}^2\,\mathrm{tr}(\mathbf{P_c}), \tag{29}$$

and,

$$\max_{\|\Delta\mathbf{G}_m\| \le \widehat{\varrho}^2} \mathrm{tr}(\Delta\mathbf{G}_m\mathbf{P}_m) = \widehat{\varrho}^2\,\mathrm{tr}(\mathbf{P_m}). \tag{30}$$

此外，我们定义一个半正定（PSD）矩阵$\widehat{}\mathbf{V} = \mathbf{v}\mathbf{v}^H$，满足 $\widehat{}\mathbf{V} \succeq \mathbf{0}$ 以及秩($\widehat{}\mathbf{V}$) = 1，其中$\mathbf{v} = [e^{j\vartheta_1}, e^{j\vartheta_2}, \ldots, e^{j\vartheta_N}]^T$。因此，在最坏情况信道状态信息假设下，并利用(29)和(30)，(26)和(27)中的表达式可以重新表述为

$$\widehat{R}_m^c = \log_2\left(1 + \frac{\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{U}}_1\right) - \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{P}_c\right)}{\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{U}}_2\right) + \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_1\right) + \widehat{\sigma}_m^2}\right), \tag{31}$$

and,

$$\widehat{R}_m^p = \log_2\left(1 + \frac{\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{W}}_1\right) - \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{P}_m\right)}{\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{W}}_2\right) + \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_2\right) + \widehat{\sigma}_m^2}\right), \tag{32}$$

where $\widehat{\mathbf{U}}_1 = \mathbf{H}_{b,r}\mathbf{P}_c\mathbf{H}_{b,r}^H\mathbf{h}_{r,m}\mathbf{h}_{r,m}^H$, $\mathbf{S}_1 = \sum\limits_{i=1}^{M}\mathbf{P}_i$, $\widehat{\mathbf{U}}_2 = \mathbf{H}_{b,r}\mathbf{S}_1\mathbf{H}_{b,r}^H\mathbf{h}_{r,m}\mathbf{h}_{r,m}^H$, $\widehat{\mathbf{W}}_1 = \mathbf{H}_{b,r}\mathbf{P}_m\mathbf{H}_{b,r}^H\mathbf{h}_{r,m}\mathbf{h}_{r,m}^H$, $\mathbf{S}_2 = \sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq m}}^{M}\mathbf{P}_i$, $\widehat{\mathbf{W}}_2 = \mathbf{H}_{b,r}\mathbf{S}_2\mathbf{H}_{b,r}^H\mathbf{h}_{r,m}\mathbf{h}_{r,m}^H$.

因此，优化问题**(P4)** 可以等价地表示如下

$$\textbf{(P5)} \max_{(\widehat{r}_m^c, \widehat{\mathbf{V}})} \sum_{m=1}^{M}\left(\widehat{r}_m^c + \widehat{R}_m^p\right), \tag{33a}$$

$$s.t.\ \ \widehat{r}_m^c + \widehat{R}_m^p \ge R_{min}, \forall m \in \mathcal{M}, \tag{33b}$$

$$\sum_{m=1}^{M}\widehat{r}_m^c \le \widehat{R}_m^c, \forall m \in \mathcal{M}, \tag{33c}$$

$$\widehat{\mathbf{V}} \succeq \mathbf{0}, \tag{33d}$$

$$\mathrm{rank}(\widehat{\mathbf{V}}) = 1. \tag{33e}$$

接下来，为了考察**(P5)**的凸性，我们引入松弛变量向量 $\boldsymbol{\varpi}_m^p = [\varpi_1^p, ..., \varpi_M^p]^T$，定义如下

$$\widehat{r}_m^c + \widehat{R}_m^p \ge \varpi_m^p, \forall m \in \mathcal{M}. \tag{34}$$

此外，式(34)可以表示如下

$$\widehat{r}_m^c + \log_2\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{W}}_1\right) - \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{P}_m\right) + \mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{W}}_2\right) + \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_2\right) + \widehat{\sigma}_m^2\right) - \log_2\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{W}}_2\right) + \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_2\right) + \widehat{\sigma}_m^2\right) \ge \varpi_m^p,\ \forall m \in \mathcal{M}. \tag{35}$$

由于（35）仍是非凸的，因为它涉及两个凹函数之差，因此我们在给定点附近使用一阶泰勒（FTA）展开来近似该非凸项

点 $\widehat{\mathbf{V}}^{(r)}$，如下所示。

$$\widehat{r}_m^c + \log_2\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{W}}_1\right) - \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{P}_m\right) + \mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{W}}_2\right) + \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_2\right) + \widehat{\sigma}_m^2\right) - \Pi_m^{FTA}\left(\widehat{\mathbf{V}}\right) \geq \varpi_m^p,\ \forall m \in \mathcal{M}, \quad (36)$$

其中 $\Pi_m^{\mathrm{FTA}}\left(\widehat{\mathbf{V}}\right)$ 表示一阶泰勒近似（FTA），其表达式见下一页顶部的（37）。

此外，为了便于对约束 (33c) 进行凸化，可将其改写如下:

$$\log_2\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{U}}_1\right) - \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{P}_c\right) + \mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{U}}_2\right) + \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_1\right) + \widehat{\sigma}_m^2\right) - \log_2\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{U}}_2\right) + \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_1\right) + \widehat{\sigma}_m^2\right) \geq \sum_{m\in\mathcal{M}} \widehat{r}_m^c,\quad \forall m \in \mathcal{M}. \quad (38)$$

需要注意的是，(38) 的非凸性源于第二个对数项。因此，我们在给定点 $\widehat{\mathbf{V}}^{(r)}$ 附近采用 FTA，如下所示

$$\log_2\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{U}}_1\right) - \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{P}_c\right) + \mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}\widehat{\mathbf{U}}_2\right) + \widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_1\right) + \widehat{\sigma}_m^2\right) - \Pi_c^{FTA}\left(\widehat{\mathbf{V}}\right) \geq \sum_{m\in\mathcal{M}} \widehat{r}_m^c,\quad \forall m \in \mathcal{M}. \quad (39)$$

其中，$\Pi_c^{\mathrm{FTA}}\left(\widehat{\mathbf{V}}\right)$ 表示 FTA 展开式，该展开式将在下一页的 (40) 中给出。

最后，问题 **(P5)** 可等价地重新表述如下。

$$\textbf{(P6)} \max_{(\widehat{r}_m^c, \boldsymbol{\varpi}_m^p, \widehat{\mathbf{V}})} \sum_{m=1}^{M} \varpi_m^p, \quad (41a)$$

$$s.t.\ \ \varpi_m^p \geq R_{min}, \forall m \in \mathcal{M}, \quad (41b)$$

$$\widehat{\mathbf{V}} \succeq \mathbf{0}, \quad (41c)$$

$$\mathrm{rank}(\widehat{\mathbf{V}}) = 1. \quad (41d)$$

$$(36), (39). \quad (41e)$$

值得注意的是，(41d) 中秩一约束的存在使问题**(P6)** 成为非凸问题。为解决这一问题，我们采用 SDR 将**(P6)** 转化为凸半定规划形式。当松弛问题所得解的秩大于一时，采用高斯随机化技术来恢复一个秩一可行解 [36]。

C. 更新移动天线位置$\mathbf{t}$

对于给定的$\mathbf{p}_c$、$\mathbf{p}_m$和 $\mathbf{\Phi}$，并利用(31)和(32)，确定MA位置的优化问题 $\boldsymbol{t}$

可以表述如下

$$\textbf{(P7)} \max_{(\widehat{r}_m^c, \widehat{\boldsymbol{t}})} \sum_{m=1}^{M} \left(\widehat{r}_m^c + \widehat{R}_m^p\right), \quad (42a)$$

$$s.t.\ \ \widehat{r}_m^c + \widehat{R}_m^p \geq R_{min}, \forall m \in \mathcal{M}, \quad (42b)$$

$$\sum_{m=1}^{M} \widehat{r}_m^c \leq \widehat{R}_m^c, \forall m \in \mathcal{M}, \quad (42c)$$

$$\left\|\widehat{\boldsymbol{t}}_l - \widehat{\boldsymbol{t}}_j\right\|_2 \geq D, \forall l, j \in \mathcal{L},\quad l \neq j, \quad (42d)$$

$$\widehat{\boldsymbol{t}} \in \mathcal{C}_t. \quad (42e)$$

值得强调的是，**(P7)** 在计算上颇具挑战性，因为$\mathbf{H}_{b,r}(\widehat{\boldsymbol{t}})$ 是关于 $\widehat{\boldsymbol{t}}$ 的非线性函数，其中涉及复指数函数，且移动天线位置变量$\{\boldsymbol{t}_l\}_{l=1}^L$ 相互耦合。为此，我们采用块坐标下降（BCD）方法求解 (P7)。具体而言，在每次 BCD 迭代中，我们优化一根发射移动天线的位置，同时固定其他移动天线的位置。重复此过程，直至满足收敛准则。

接下来，我们重点优化第 l 根移动天线 $\boldsymbol{t}_l$ 的位置，同时固定其他移动天线的位置 $\{\widehat{\boldsymbol{t}}_j\}_{j=1,j\neq l}^L$。因此，为了优化 $\boldsymbol{t}_l$，我们引入松弛变量向量 $\boldsymbol{\Upsilon}_m^p = [\Upsilon_1^p, \ldots, \Upsilon_M^p]^T$，如下所示

$$\widehat{R}_m^p \geq \Upsilon_m^p, \forall m \in \mathcal{M}. \quad (43)$$

为对（43）进行凸化，我们采用 SCA，如下所示

$$\widehat{R}_m^{p(r)} + \left(\nabla_{\widehat{\mathbf{t}}_l} \widehat{R}_m^{p(r)}\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}\right) \geq \Upsilon_m^p, \forall m \in \mathcal{M}. \quad (44)$$

其中，$\nabla_{\widehat{\mathbf{t}}_l} \widehat{R}_m^{p(r)}$表示在第 r次迭代时 $\widehat{R}_m^{p(r)}$关于$\widehat{\mathbf{t}}_l$ 的梯度，可利用链式法则计算。因此，为了追踪（42c）的凸性，我们采用 FTA，如下所示

$$\widehat{R}_m^{c(r)} + \left(\nabla_{\widehat{\mathbf{t}}_l} \widehat{R}_m^{c(r)}\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}\right) \geq \sum_{m\in\mathcal{M}} \widehat{r}_m^c,\quad \forall m \in \mathcal{M}. \quad (45)$$

其中，$\nabla_{\widehat{\mathbf{t}}_l} \widehat{R}_m^{c(r)}$表示在第 r 次迭代时 $\widehat{R}_m^{c(r)}$的梯度。随后需要注意，约束（42d）是非凸的，因为它对一个凸函数施加了下界约束。为了解决这一问题，我们计算其一阶下界，如下所示

$$\frac{1}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2} \left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_j\right) \geq D, \forall \quad l \neq j, \quad (46)$$

其中，$\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}$ 表示 $\widehat{\boldsymbol{t}}_l$ 在第 r 次迭代时的取值。（46）的详细推导见附录 B。

最后，更新移动天线的优化问题

$$\Pi_m^{FTA}\left(\widehat{\mathbf{V}}\right)=\log_2\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}^{(r)}\widehat{\mathbf{W}}_2\right)+\widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_2\right)+\widehat{\sigma}_m^2\right)+\mathrm{tr}\left(\frac{\widehat{\mathbf{W}}_2\left(\widehat{\mathbf{V}}-\widehat{\mathbf{V}}^{(r)}\right)}{\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}^{(r)}\widehat{\mathbf{W}}_2\right)+\widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_2\right)+\widehat{\sigma}_m^2\right)\ln 2}\right), \tag{37}$$

$$\Pi_c^{FTA}\left(\widehat{\mathbf{V}}\right)=\log_2\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}^{(r)}\widehat{\mathbf{U}}_2\right)+\widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_1\right)+\widehat{\sigma}_m^2\right)+\mathrm{tr}\left(\frac{\widehat{\mathbf{U}}_2\left(\widehat{\mathbf{V}}-\widehat{\mathbf{V}}^{(r)}\right)}{\left(\mathrm{tr}\left(\widehat{\mathbf{V}}^{(r)}\widehat{\mathbf{U}}_2\right)+\widehat{\varrho}_m^2\,\mathrm{tr}\left(\mathbf{S}_1\right)+\widehat{\sigma}_m^2\right)\ln 2}\right). \tag{40}$$

位置可重新表述如下

$$\textbf{(P8)}\ \max_{(\widehat{r}_m^c,\widehat{\mathbf{t}}_l,\boldsymbol{\Upsilon}_m^p)}\ \sum_{m=1}^{M}\left(\widehat{r}_m^c+\Upsilon_m^p\right), \tag{47a}$$

$$s.t.\ \ \widehat{r}_m^c+\Upsilon_m^p\geq R_{min},\forall m\in\mathcal{M}, \tag{47b}$$

$$\frac{\left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}-\widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}-\widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2}\left(\widehat{\mathbf{t}}_l-\widehat{\mathbf{t}}_j\right)\geq D,\forall\quad l\neq j, \tag{47c}$$

$$\widehat{\boldsymbol{t}}\in\mathcal{C}_t, \tag{47d}$$

$$(44),(45), \tag{47e}$$

从而得到一个可使用 CVX 和 MOSEK 求解器高效求解的凸优化问题。

D. 所提鲁棒算法的计算复杂度分析

针对所考虑的系统，**算法1**提出了一种三级交替优化框架。**算法1** 的主要计算复杂度来自对**(P3)**、**(P6)**和**(P8)**的迭代求解。具体而言，子问题**(P3)** 和**(P6)** 具有半定规划结构，并通过基于内点技术的 CVX 框架求解。因此，其计算复杂度分别为 $\mathcal{O}\left(\varepsilon_1 L^{3.5}\right)$ 和 $\mathcal{O}\left(\varepsilon_2 N^{3.5}\right)$，[23],[37],其中 ε_1 和 ε_2 分别表示阶段1和阶段2收敛所需的迭代次数。此外，凸子问题**(P8)**采用块坐标下降法求解，其中包含 L 次坐标更新。因此，**(P8)** 的计算复杂度可表示为$\mathcal{O}(\varepsilon_3 L)$，其中 ε_3 表示块坐标下降过程收敛所需的迭代次数。由此，**算法1** 的总计算复杂度可写为 $\mathcal{O}\Big(\hat{\chi}_{\max}\left(\varepsilon_1 L^{3.5}+\varepsilon_2 N^{3.5}+\varepsilon_3 L\right)\Big)$，其中 $\hat{\chi}_{\max}$表示**算法1** 收敛所需的外层迭代总次数。

算法1 所提出的鲁棒优化算法

$\hat{}\ \hat{}\ \hat{}\ \sim\ \sim\hat{}$ 1：初始化：初始化 P_c、P_m、 $\boldsymbol{\Phi}$、V、 $\boldsymbol{t}$、 Ψ_{q}^{p}、$_x$、 $\boldsymbol{\kappa}_m^p$、 $\boldsymbol{\zeta}_m^p$、$\boldsymbol{\lambda}_m^p$、 $\boldsymbol{\mu}_m^p$、 $\boldsymbol{\beta}_m^c$、 $\boldsymbol{\lambda}_m^c$、 $\boldsymbol{\mu}_m^c$、 $\boldsymbol{\varpi}_m^p$ 和 $\boldsymbol{\Upsilon}_m^p$。 2：阶段1：优化 P_c、P_m3：当算法尚未收敛且迭代索引 $\leq\hat{}\chi_{\max}$ 时，执行 4：当尚未达到收敛且迭代索引$\leq\varepsilon_1$ 时，执行 5：通过求解 (P3) 计算 P_c、P_m 和 6：如果 $\mathrm{rank}(\mathrm{P}_c)=1$ 且 $\mathrm{rank}(\mathrm{P}_m)=1$ ，则 7：使用 P_c 和 P_q 的奇异值分解获得 p_c 和 p_q 8：否则 9：应用高斯随机化 10： 11：结束 if$\hat{}\ \hat{}$ 12：更新 $\mathrm{P}_c\leftarrow\mathrm{P}_c$ 和 $\mathrm{P}_m\leftarrow\mathrm{P}_m$ 13：结束 while 14：阶段2：优化 $\boldsymbol{\Phi}$15：当尚未达到收敛且迭代索引$\leq\varepsilon_2$ 时，执行$\backsim$16：通过求解问题 (P6) 计算 V $\backsim$17：如果 $\mathrm{rank}(\mathrm{V}\ =1)$，则 $\backsim$18：使用 V 的奇异值分解获得 v 19：否则 20：应用高斯随机化 21： 22：结束 if$\sim$ $\backsim$23：更新 V $\leftarrow$V 24：结束 while$\hat{}$阶段3：优化 $\boldsymbol{t}$25：当尚未达到收敛且迭代索引$\leq\varepsilon_3$ 时，执行$\backsim$26：基于块坐标下降和连续凸近似技术，通过求解问题 (P8) 更新可移动天线位置 $\boldsymbol{t}\ \sim\ \backsim$27：更新 $\boldsymbol{t}\leftarrow\boldsymbol{t}$28：结束 while 29：结束 while$\backsim$30：返回 p_c^*、p_m^*、 $\boldsymbol{\Phi}^*$、 $\boldsymbol{t}^*$

IV. 仿真结果与性能分析

本文通过数值仿真评估所考虑系统的性能。如图 2 所示，基站和可重构智能表面分别位于坐标 (0 m，0 m) 和 (30 m，0 m) 处。此外，用户随机分布在一个半径为 10 m 的圆形区域内，该区域以 (30 m -10 m) 为中心。此外，采用平面远场几何信道模型，其中 $L_t=L_r$，所有传播路径的俯仰角和方位角，ϕ_i^e, φ_j^e, ϕ_i^a和 φ_j^a均匀分布于 $[0,\pi]$。假设基站–可重构智能表面链路和可重构智能表面–用户信道均存在视距链路。因此，基站–可重构智能表面路径响应矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}$的对角元素建模为 $\boldsymbol{\Lambda}[1,1]\ \sim\ \mathcal{CN}\left(0,\ \frac{\hat{\varsigma}}{\hat{\varsigma}+1}\mathcal{P}_0\left(\frac{d}{d_0}\right)^{-\hat{\nu}_1}\right)$和 $\boldsymbol{\Lambda}[i,i]\ \sim$

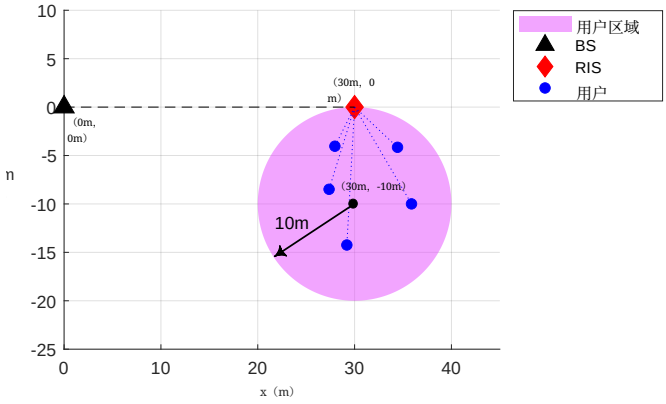


图2：仿真环境。

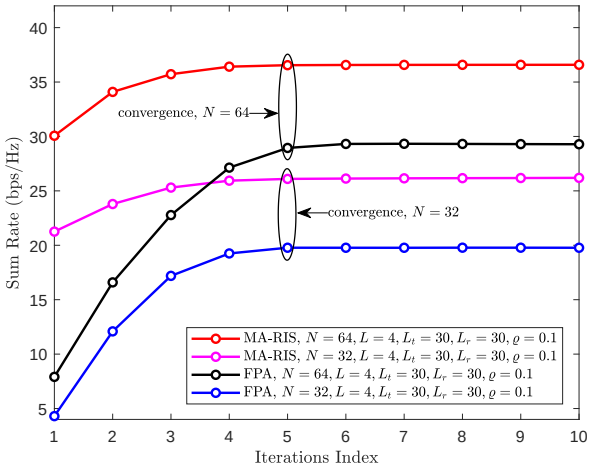


图3：不同RIS单元数量下的系统收敛性。

$\mathcal{CN}\left(0,\ \frac{1}{\hat{\varsigma}+1}\mathcal{P}_0\left(\frac{d}{d_0}\right)^{-\hat{\nu_1}}/(L-1)\right)$，对于 $i = 2,\ 3,\ \ldots,\ L$，其中$\hat{\varsigma}$和 $\hat{\nu_1}$分别表示莱斯因子和路径损耗指数，$\mathcal{P}_0$ 表示参考距离 $d_0 = 1$ 米处的平均信道功率增益。此外，RIS–用户信道$\mathbf{h}_{r,m} \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ 与移动天线位置无关，并采用莱斯衰落建模，以考虑视距和非视距（NLoS）分量，其中可重构智能表面–用户链路的路径损耗指数记为 $\hat{\nu_2}$。除非另有说明，主要仿真参数设置如下：$\hat{\nu_1} = 2$、$\hat{\nu_2} = 2.5$、$\mathcal{P}_0 = -30$ dB、$\mathcal{C}_t = \left[-\frac{A}{2}, \frac{A}{2}\right] \times \left[-\frac{A}{2}, \frac{A}{2}\right]$、$A = 3\lambda$，其中 $\lambda = 0.1$ 米 [13]、$\hat{\sigma}_m^2 = -80$ $R_{\min} = 1$ $D = \lambda/2$ $P_t = 15$ dBm、bps/Hz、瓦特、$\varsigma = 3$、$M = 3$和 $\hat{\varrho}_m^2 = \varrho\|\mathbf{G}_m\|$，其中 $\varrho \in [0, 1)$ [38]。

不同系统参数下，所提出优化框架的收敛性能如图3至图5所示。具体而言，图3展示了所提方案（记为MA-RIS）与固定位置天线（FPA）基准方案在不同 RIS 单元数量 N 下的收敛性能。此外，图4比较了所提方案与 FPA 基准方案在不同 L_t 和 L_r 取值下的收敛情况。此外，图5展示了所提方案及其 FPA 对应方案在不同信道不确定性参数 ϱ 下的收敛性能。从仿真结果

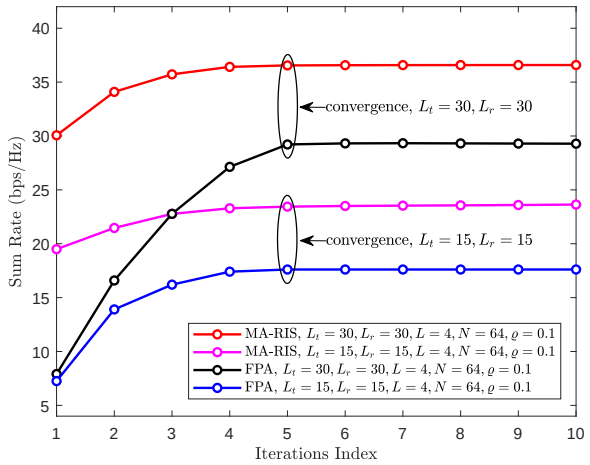


图4：不同发射和接收路径数量下的系统收敛性。

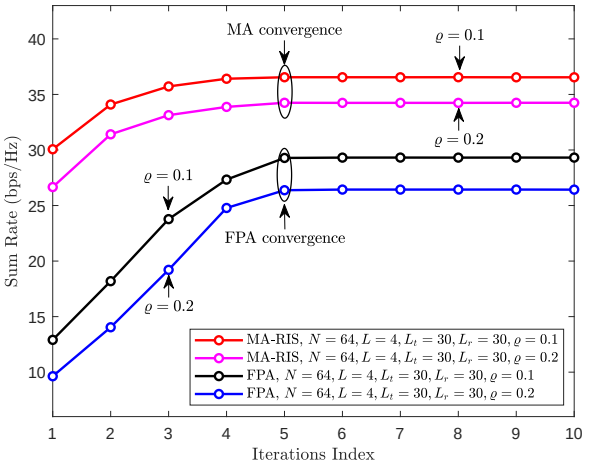


图5：不同信道不确定性程度下的系统收敛性。

从图3至图5可以观察到，对于 N、L_t、L_r 和 ϱ 的所有取值，所提方案始终优于 FPA 基准方案，并能在实际可行的迭代次数内稳定收敛。

图6展示了在不同 ϱ取值下，RIS单元数量增加 N 对系统和速率的影响。可以看出，和速率性能随着 N的增加而提升。这是因为可重构智能表面提供了更高的有效信道增益和额外的空间自由度，从而提升了无源波束成形的效果。此外，显然，对于所有 N 和 ϱ取值，所提方案在和速率性能方面始终优于固定位置天线基准方案。另一方面，和速率性能随着ϱ的增加而下降。这可归因于较高的信道不确定性对信道估计精度的负面影响。

图 7 展示了在不同信道不确定性参数 ϱ下，可移动天线数量 L对系统和速率性能的影响。可以观察到，L 增加后，和速率性能必然会提升。这是因为可移动天线

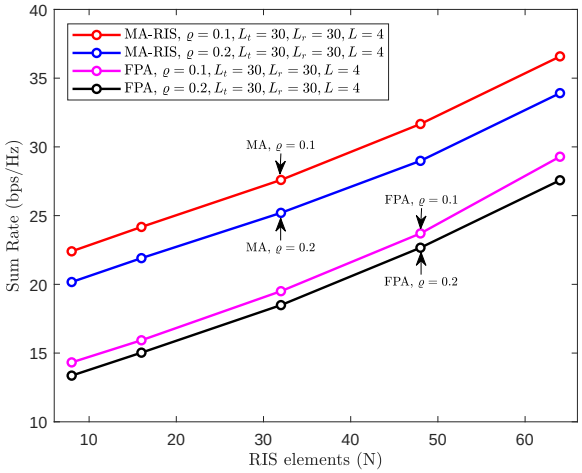


图 6：随着 N 增大时的和速率性能。

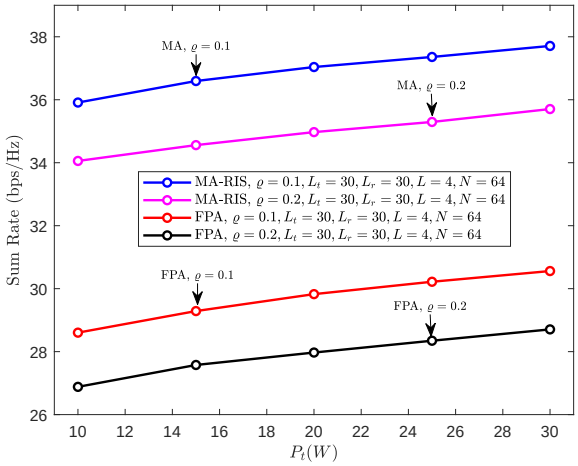


图 8：随着功率预算 P_t 增大时的性能分析。

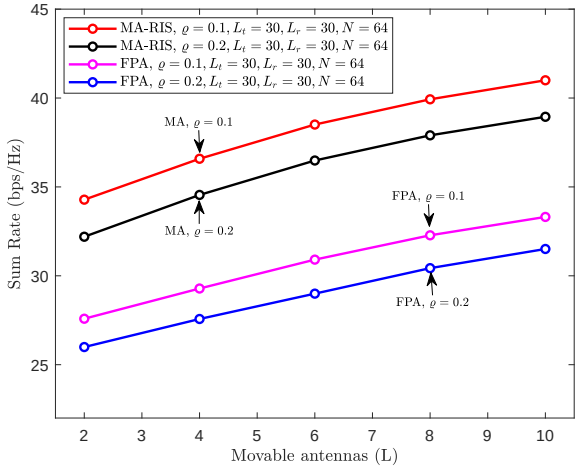


图 7：不同移动天线数量 L 下的和速率性能。

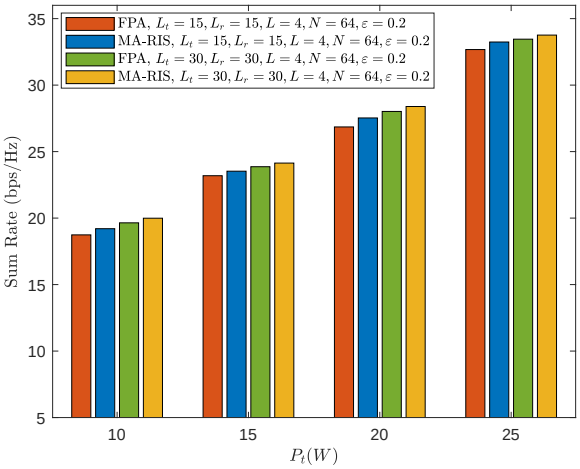


图 9：不同 L_t 和 L_r 取值下的系统性能。

引入了额外的空间自由度，有助于更优地布置天线，从而提升基站的波束成形增益。这使信号功率能够更好地聚焦于目标接收机。然而，随着 ϱ增加，和速率性能会下降，这是因为信道不确定性增加对信干噪比值产生了负面影响。

图 8 展示了在不同信道不确定性水平 ϱ 下，可实现系统和速率随发射功率预算 P_t 的变化情况。随着 P_t 增大，和速率性能稳步提升，这可归因于接收信号强度增强，进而提高了用户的信干噪比。此外，对于所考虑的所有 P_t 和 ϱ 取值，所提方案的和速率性能始终优于固定位置天线基准方案，展现了其在不完美信道状态信息条件下更强的鲁棒性和更高的功率利用效率。同样，图 9 采用平面远场响应信道模型，展示了所考虑系统的和速率性能随发射功率预算 P_t 的变化情况，其中发射和接收路径数分别为 L_t 和 L_r，并考察了不同取值。显然，增大 L_t 和 L_r 会显著提升可实现的和速率性能。这是因为传播路径数增加会带来更强的小尺度衰落，从而导致更明显的空间信道变化，而利用可移动天线可以利用这些变化来提升和速率性能。

最后，图11展示了在不同信道不确定性水平 ϱ下，可移动天线数量 L和发射和接收路径数量（$L_t = L_r = L_p$）对可实现系统和速率的联合影响。数值结果表明，传播路径数量 L_p 对和速率的影响比可移动天线数量 L更显著。这是因为增加 L_p 会直接为信道引入更多传播分量，从而通过增加具有独立增益和相位的路径项来改变信道组成，并提供更多可相长叠加的多样化相位贡献，以提升系统和速率。相比之下，增加可移动天线数量并不会产生新的传播分量；它只使系统能够利用位于不同空间位置的现有路径。因此，可实现和速率对 L_p

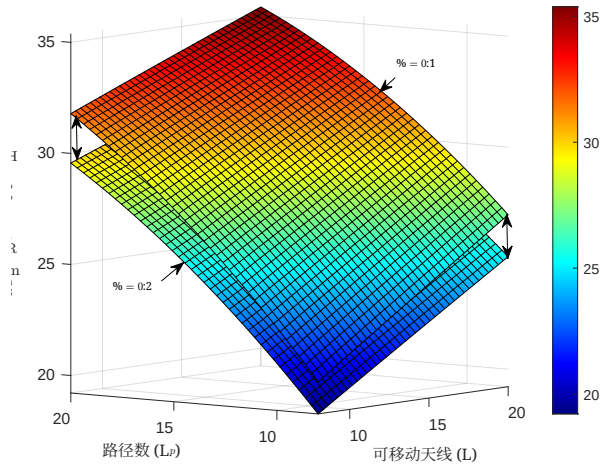


图10： L_p 与 L 对系统和速率性能的联合影响。

比对可移动天线数量更敏感。

V. 结论

本文针对存在信道估计误差的移动天线辅助、可重构智能表面赋能的多用户速率分割多址下行链路系统，提出了一种鲁棒联合优化框架。该方案联合利用移动天线提供的空间自适应性、可重构智能表面的传播可重构性以及速率分割多址的干扰管理能力，在不存在直达通信链路的情况下提升系统和速率，同时满足服务质量要求。针对由此产生的高度非凸优化问题，采用交替优化框架进行了高效求解。首先，通过半定规划重构求得预编码向量，并利用 S- 过程推导出等效的线性矩阵不等式表示。其次，采用连续凸近似和半定松弛技术优化可重构智能表面反射矩阵。再次，利用基于连续凸近似的块坐标下降方法优化可移动天线位置。最后，数值结果表明，所提方案相比基准方案取得了显著的性能增益，并且收敛快速且稳定。

附录A

考虑两个复矩阵 $\mathbf{\Lambda}$ 和 $\mathbf{\Omega}$，它们满足范数约束 $\|\mathbf{\Lambda}\| \le 1$。在此条件下，内积 product $\langle \mathbf{\Lambda}, \mathbf{\Omega} \rangle$ 在 $\mathbf{\Omega}$ 的对偶范数处取得最大值，可表示为

$$\max_{\|\widehat{\mathbf{\Lambda}}\| \le 1} \langle \widehat{\mathbf{\Lambda}}, \widehat{\mathbf{\Omega}} \rangle = \|\widehat{\mathbf{\Omega}}\|_{\text{dual}}. \tag{48}$$

根据（48），可立即得到以下不等式：

$$\operatorname{tr}\left(\widehat{\mathbf{\Omega}}^H \widehat{\mathbf{\Lambda}}\right) \le \|\widehat{\mathbf{\Lambda}}\| \, \|\widehat{\mathbf{\Omega}}\|_{\text{dual}}, \tag{49}$$

其中，$\|\cdot\|_{\text{dual}}$ 表示与所采用的矩阵范数相对应的对偶范数。

现在，考虑两个矩阵 $\widehat{\mathbf{\Psi}}$ 和 $\widehat{\mathbf{\Xi}}$，其中 $\widehat{\mathbf{\Xi}}$ 满足 $\|\widehat{\mathbf{\Xi}}\| \le \widehat{\varrho}^2$。利用式 (49)，我们得到

$$\operatorname{tr}\left(\widehat{\mathbf{\Psi}}\widehat{\mathbf{\Xi}}\right) \le \|\widehat{\mathbf{\Xi}}\| \, \|\widehat{\mathbf{\Psi}}\|_{\text{dual}} \le \widehat{\varrho}^2 \|\widehat{\mathbf{\Psi}}\|_{\text{dual}}, \tag{50}$$

因此，我们可以写成

$$\max_{\|\widehat{\mathbf{\Xi}}\| \le \widehat{\varrho}^2} \operatorname{tr}\left(\widehat{\mathbf{\Psi}}\widehat{\mathbf{\Xi}}\right) = \widehat{\varrho}^2 \|\widehat{\mathbf{\Psi}}\|_{\text{dual}}. \tag{51}$$

由于 $\widehat{\mathbf{\Xi}}$ 是厄米特矩阵，其谱范数满足 $\varsigma_{\max}(\widehat{\mathbf{\Xi}}) \le \widehat{\varrho}^2$，其中 $\varsigma_{\max}(\cdot)$ 表示的最大特征值。注意到核范数是谱范数的对偶范数，$\widehat{\mathbf{\Psi}}$ 的对偶范数可写为

$$\|\widehat{\mathbf{\Psi}}\|_{\text{dual}} = \|\widehat{\mathbf{\Psi}}\|_{\text{nuclear}} = \sum_i \varsigma_i, \tag{52}$$

其中，$\{\varsigma_i\}$ 表示 $\widehat{\mathbf{\Psi}}$ 的特征值。

此外，$\widehat{\mathbf{\Psi}}$ 是半正定矩阵，且秩为一，其核范数等于其迹，即 $\|\widehat{\mathbf{\Psi}}\|_{\text{dual}} = \operatorname{tr}(\widehat{\mathbf{\Psi}})$。

因此，(51) 可以等价地改写为

$$\max_{\|\widehat{\mathbf{\Xi}}\| \le \widehat{\varrho}^2} \operatorname{tr}\left(\widehat{\mathbf{\Psi}}\widehat{\mathbf{\Xi}}\right) = \widehat{\varrho}^2 \operatorname{tr}(\widehat{\mathbf{\Psi}}). \tag{53}$$

证明完毕。

附录 B

我们首先计算凸函数 $\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2$ 在 $\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}$ 处的一阶下界，如下所示：

$$\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2 \ge \left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2 + \nabla\left(\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}\right), \tag{54}$$

其中，梯度项为

$$\nabla\left(\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2\right) = \frac{\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2}. \tag{55}$$

因此，我们得到

$$\begin{aligned}\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2 \ge{}& \left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2 \\ &+ \frac{1}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2} \left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}\right).\end{aligned} \tag{56}$$

随后，我们将式（56）的右侧简化如下：

$$\begin{aligned}&\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2 + \frac{1}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2} \left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}\right) \\ &= \frac{1}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2} \left(\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2^2 + \left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}\right) \right) \\ &= \frac{1}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2} \Big(\left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right) \\ &+ \left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}\right) \Big) \\ &= \frac{1}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2} \left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T \left(\left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right) + \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}\right) \right) \\ &= \frac{1}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2} \left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)} - \widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T \left(\widehat{\mathbf{t}}_l - \widehat{\mathbf{t}}_j\right).\end{aligned} \tag{57}$$

因此，得到以下不等式：

$$\frac{1}{\left\|\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}-\widehat{\mathbf{t}}_j\right\|_2}\left(\widehat{\mathbf{t}}_l^{(r)}-\widehat{\mathbf{t}}_j\right)^T\left(\widehat{\mathbf{t}}_l-\widehat{\mathbf{t}}_j\right)\geq D. \tag{58}$$

至此，式（46）的推导完成。

参考文献

[1] C.-X. Wang、X. You、X. Gao、X. Zhu、Z. Li、C. Zhang、H. Wang、Y. Huang、Y. Chen、H. Haas 等，“迈向6G：愿景、需求、关键技术与测试平台”，*IEEE Communications Surveys &Tutorials*，第25卷，第2期，第905–974页，2023年。[2] W. Saad、M. Bennis和M. Chen，“6G无线系统愿景：应用、趋势、技术与开放研究问题”，*IEEE network*，第34卷，第3期，第134–142页，2019年。[3] M. Matthaiou、O. Yurduseven、H. Q. Ngo、D. Morales-Jimenez、S. L. Cotton和V. F. Fusco，“迈向6G：通信工程师面临的十大物理层挑战”，*IEEE Communications Maga- zine*，第59卷，第1期，第64–69页，2021年。[4] C. Wang、P. Zhang、N. Kumar、L. Liu和T. Yang，“GCWCN：基于6G的全球覆盖无线通信网络架构”，*IEEE Network*，第37卷，第3期，第218–223页，2022年。[5] S. Chen、Y.-C. Liang、S. Sun、S. Kang、W. Cheng和M. Peng，“6G的愿景、需求与技术趋势：如何应对系统覆盖、容量、用户数据速率和移动速度方面的挑战”，*IEEE Wireless Communications*，第27卷，第2期，第218–228页，2020年。[6] M. Di Renzo、H. Haas和P. M. Grant，“多天线无线系统的空间调制：综述”，*IEEE Communications Magazine*，第49卷，第12期，第182–191页，2011年。[7] A. F. Molisch、V. V. Ratnam、S. Han、Z. Li、S. L. H. Nguyen、L. Li和K. Haneda，“大规模MIMO混合波束赋形：综述”，*IEEE Communications magazine*，第55卷，第9期，第134–141页，2017年。[8] L. Zhu、J. Zhang、Z. Xiao、X. Cao、D. O. Wu和X.-G. Xia，“采用用户分组、功率分配和混合波束赋形的毫米波非正交多址”，*IEEETransactions onWireless Communications*，第18卷，第11期，第5065–5079页，2019年。[9] E. G. Larsson、O. Edfors、F. Tufvesson和T. L. Marzetta，“面向下一代无线系统的大规模MIMO”，*IEEE communications magazine*，第52卷，第2期，第186–195页，2014年。[10] C. Ding、J.-B. Wang、H. Zhang、M. Lin和J. Wang，“面向移动边缘计算的多用户MIMO预编码与资源分配联合优化”，*IEEE Transactions on Wireless Communications*，第20卷，第3期，第1639–1654页，2020年。[11] L. Zhu、W. Ma和R. Zhang，“无线通信中的可移动天线：机遇与挑战”，*IEEECommunications Magazine*，第62卷，第6期，第114–120页，2023年。[12] ——，“可移动天线赋能无线通信的建模与性能分析”，*IEEE Transactions on Wireless Communica- tions*，第23卷，第6期，第6234–6250页，2023年。[13] Z. Xiao、X. Pi、L. Zhu、X.-G. Xia和R. Zhang，“采用可移动天线基站的多用户通信：天线定位、接收合并与功率控制的联合优化”，*IEEE Transactions onWireless Communications*，2024年。[14] L. Zhu、W. Ma和R. Zhang，“可移动天线阵列增强波束成形：通过零陷导向实现全阵列增益”，*IEEE Communications Letters*，第27卷，第12期，第3340–3344页，2023年。[15] W. Ma、L. Zhu和R. Zhang，“可移动天线系统的MIMO容量特性分析”，*IEEETransactions on WirelessCommunications*，第23卷，第4期，第3392–3407页，2023年。[16] L. Zhu、W. Ma、Z. Xiao和R. Zhang，“可移动天线辅助宽带通信的性能分析与优化”，*IEEE Transactions on Wireless Communications*，2024年。[17] Y. Mao、O. Dizdar、B. Clerckx、R. Schober、P. Popovski和H. V. Poor，“速率分割多址接入：基础、综述与未来研究趋势”，*IEEE communications surveys & tutorials*，第24卷，第4期，第2073–2126页，2022年。[18] B. Clerckx、Y. Mao、E. A. Jorswieck、J. Yuan、D. J. Love、E. Erkip和D. Niyato，“速率分割多址接入入门：教程、误区与常见问题解答”，*IEEE Journal on Selected Areas in Communications*，第41卷，第5期，第1265–1308页，2023年。[19] M. R. Camana、C. E. Garcia和I. Koo，“智能反射面辅助的多输入单输出无线携能通信系统中的速率分割多址接入”，*IEEE Transactions on Green Communications and Networking*，第6卷，第4期，第 2084–2099 页，2022年。[20] Y. Liu、X. Liu、X. Mu、T. Hou、J. Xu、M. Di Renzo 和 N. Al-Dhahir，《可重构智能表面：原理与机遇》，*IEEE*通信综述与教程，第23卷，1577，2021年3月，第1546页。[21] M. Asif、X. Bao、A. Ihsan、W. U. Khan、M. Ahmed 和 X. Li，《利用残余硬件损伤下的智能全向表面保障NOMA 6G通信安全》，*IEEE*物联网期刊，第11卷，第14期，第25326–25336页，2024年。[22] A. Ihsan、W. Chen、M. Asif、W. U. Khan、Q. Wu 和 J. Li，《面向6G无线通信的能效IRS辅助NOMA波束成形》，*IEEE*绿色通信与网络汇刊，第6卷，第4期，第1945–1956页，2022年。[23] M. Asif、X. Bao、A. Ihsan、W. U. Khan、X. Li、S. Chatzinotas 和 O. A. Dobre，《基于NOMA的零能耗RIS赋能反向散射通信及能效资源管理》，*IEEE*通信汇刊，2025年。[24] A. Amhaz、S. Khisa、M. Elhattab、C. Assi 和 S. Sharafeddine，《通过移动天线提升COMP-RSMA性能：一种元学习优化框架》，*IEEE*通信汇刊，2026年。[25] X. Li、Z. Du、Q. Cui、Y. Hou、J. Zhang 和 X. Tao，《移动天线增强的RSMA短包传输：面向超可靠低时延通信服务》，*IEEE*物联网期刊，2025年。[26] B. Fang、X. Li、Z. Zhu、Q. Cui、C. Gao 和 X. Tao，《迈向频谱高效的超可靠低时延通信：面向mBRLLC服务的新型可移动天线辅助上行链路RSMA设计》，*IEEE*无线通信快报，第15卷，第1360–1364页，2026年。[27] H. Wu、H. Ren、C. Pan 和 Y. Zhang，《移动天线赋能的RIS辅助通感一体化》，*IEEE*认知通信与网络汇刊，2025年。[28] Y. Ma、K. Liu、Y. Liu、L. Zhu 和 Z. Xiao，《面向RIS-ISAC系统的移动天线辅助安全传输》，*IEEE*无线通信汇刊，2025年。[29] Y. Sun、H. Xu、B. Ning、Z. Cheng、C. Ouyang 和 H. Yang，《移动天线辅助可重构智能表面的多用户通信和速率优化》，*IEEE*无线通信快报，2024年。[30] W. Xie、Z. Li、C. Yu、H. Xu、J. Wang、W. Wu、X. Li 和 L. Yang，《可移动天线辅助的可重构智能表面隐蔽通信》，*IEEE*物联网期刊，2024年。[31] Y. Sun、H. Xu、B. Ning、L. Zhu、C. Ouyang 和 H. Yang，《利用统计信道状态信息的STAR-RIS辅助移动天线通信系统》，*IEEE*通信快报，2025年。[32] M. Hu、N. Liu 和 W. Kang，《移动天线辅助RIS-RSMA系统的和速率优化》，*arXiv*预印本 *arXiv:2512.23242*，2025年。[33] Q. Zhang、J. Liu、Z. Gao、Z. Li、Z. Peng、Z. Dong 和 H. Xu，《收发机硬件损伤下RIS辅助NOMA安全网络的鲁棒波束成形设计》，*IEEE*通信汇刊，第71卷，第6期，第3637–3649页，2023年。[34] Z. Li、W. Chen、Q. Wu、H. Cao、K. Wang 和 J. Li，《IRS辅助无线供能通信网络的鲁棒波束成形设计与时间分配》，*IEEE*通信汇刊，第70卷，第4期，第2838–2852页，2022年。[35] S. Boyd、L. El Ghaoui、E. Feron 和 V. Balakrishnan，系统与控制理论中的线性矩阵不等式。SIAM，1994年。[36] W. Ni、X. Liu、Y. Liu、H. Tian 和 Y. Chen，《多小区IRS辅助NOMA网络的资源分配》，*IEEE*无线通信汇刊，第20卷，第7期，第4253–4268页，2021年。[37] S. J. Wright，原始-对偶内点法。SIAM，1997年。[38] Y. Zheng、S. A. Tegos、Y. Xiao、P. D. Diamantoulakis、Z. Ma 和 G. K. Karagiannidis，《无线供能RIS赋能的零能耗设备网络》，*IEEE*车辆技术汇刊，第72卷，第10期，第13655–13660页，2023年。