

## RIS辅助MIMO NOMA系统中利用统计CSI的下行传输方法

陆佳程<sup>①</sup> 王斌<sup>①</sup> 张军<sup>\*①</sup> 倪艺洋<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)

<sup>②</sup>(江苏第二师范学院物理与信息工程学院 南京 210013)

**摘要:** 针对可重构智能反射表面(RIS)辅助多输入多输出(MIMO)非正交多址接入(NOMA)下行传输系统, 该文提出利用统计信道状态信息(CSI)的基站发送协方差矩阵与RIS相移矩阵设计方法。首先, 在莱斯空间相关信道假设下, 利用大维随机矩阵理论, 推导了RIS辅助MIMO NOMA系统遍历和速率的确定性表达式; 然后, 在弱用户速率约束与发送功率受限的条件下, 通过最大化确定性大系统近似和速率, 利用统计CSI, 分别设计了强、弱用户的次优发送协方差矩阵和RIS的相移矩阵。仿真结果表明, 所推导的近似表达式具有很好的近似效果, 所设计的发送协方差矩阵和相移矩阵能显著提升系统的和速率。

**关键词:** 统计信道状态信息; 非正交多址接入; 可重构智能反射表面; 发送协方差; 大维随机矩阵理论

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2024)04-1257-09

DOI: 10.11999/JEIT230630

## Downlink Transmission for RIS-Assisted MIMO NOMA by Exploiting Statistical CSI

LU Jiacheng<sup>①</sup> WANG Bin<sup>①</sup> ZHANG Jun<sup>①</sup> NI Yiyang<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

<sup>②</sup>(School of Physics and Information Engineering, Jiangsu Second Normal University, Nanjing 210013, China)

**Abstract:** For a Reconfigurable Intelligent Surface (RIS)-assisted Multiple Input Multiple Output (MIMO) Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) downlink system, the transmit covariances matrix at the base station and the phase-shifting matrix at the RIS are jointly designed based on statistical Channel State Information (CSI). First, in the spatial correlated Rician channel, a deterministic large-system approximation for the ergodic sum rate is obtained for an RIS-assisted MIMO-NOMA system by resorting to the large-dimensional random matrix theory. Then, by maximizing the approximated sum rate, the transmit covariances matrix for the strong and weak user as well as the phase-shifting matrix at the RIS are designed based on statistical CSI under the constraints of total transmit power and the rates threshold for weak user. The simulations validate the high accuracy of our approximations and our proposed transmit covariances and phase-shifting matrix can improve the system performances significantly.

**Key words:** Statistical Channel State Information (CSI); Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA); Reconfigurable Intelligent Surface (RIS); Transmit covariances; Large-dimensional random matrix theory

### 1 引言

非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)具有降低时延、增强系统连通性和

可靠性并提高能量效率和频谱效率的特点<sup>[1]</sup>。在NOMA系统中, 不同用户的信号叠加在同一时频资源块上进行发送, 并在各个用户接收端通过相应的接收机对信号同时进行解调与分离。因此, 相比传统的正交多址接入技术, NOMA技术在通信资源利用率和用户平均时延上都有改善。此外, 虽然不同用户的信道增益强度有所差异, NOMA系统也能通过控制强弱用户的功率分配来保障用户间的通信公平性。得益于上述优点, NOMA技术已在各类无线通信系统中得到了应用<sup>[2]</sup>。

收稿日期: 2023-06-25; 改回日期: 2023-12-16; 网络出版: 2023-12-25

\*通信作者: 张军 zhangjun@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62071247), 江苏省高校自然科学基金(BK2021022532)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62071247), The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK2021022532)

虽然NOMA能以较低时延同时服务多个用户,但复杂的城市环境可能会阻断部分用户与基站(Base Station, BS)之间的视距(Line of Sight, LoS)通信链路,严重影响信号传输效果,进而导致通信性能的下降。尽管通过增大信号发送功率或增加发送天线数目也可以提升信号强度,但这将带来高额的硬件成本和功耗,给BS部署带来更多困难。而近两年提出的可重构智能反射表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)技术则能经济高效地实现可控可编程的传播环境改造<sup>[3]</sup>。RIS本质上是一块由廉价无源反射元件组成的平板,其中每个元件都能独立改变信号的反射相位。因此,通过将RIS安放在合适位置,可以在一定程度上人为控制和重构发射机与接收机之间的无线信道。在信号传播受限或衰减严重的环境中,RIS能够在不增加额外功耗的前提下,有效提升系统连通性与可靠性,改善高频信号传播损耗严重的现象<sup>[4]</sup>。

与传统的中继辅助的NOMA系统相比,RIS无需对收到的信号进行放大转发,也不会产生自干扰,是一种节能高效的辅助通信手段。因此,目前RIS辅助下的多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)NOMA通信设计已成为产业界和学术界的热点问题。在文献<sup>[5]</sup>中,作者研究了RIS辅助的NOMA系统中信道分配、译码顺序、功率分配和相移设计的联合优化问题,并提出了一种交替优化算法对功率分配方案和RIS反射系数矩阵进行了优化,实现了系统吞吐量的最大化。在文献<sup>[6]</sup>中,作者利用RIS在NOMA系统中增加了虚拟LoS信道,用以提升信号的覆盖率,同时基于逐次凸逼近方法,以交替优化的方式联合设计了BS预编码,RIS相移阵和功率分配系数,显著提升了系统吞吐量与和速率。虽然RIS能以较低的成本有效改善系统通信性能,但随着反射单元个数以及接入用户的增加,获取瞬时信道状态信息(Channel State Information, CSI)的过高开销又成为实际应用的难点。特别是当信道变化较快时,基于瞬时CSI实时设计预编码和相移矩阵会给BS与用户终端硬件带来相当大的挑战。因此,利用更易获得也更稳定的统计CSI设计通信系统更加切实可行。在文献<sup>[7]</sup>中,作者基于统计CSI推导了RIS辅助NOMA系统的信干噪比近似表达式,进而设计了使和速率最大化的RIS相移阵,并通过仿真表明了增加RIS的维度能有效提升NOMA系统性能。与之类似,文献<sup>[8]</sup>也基于统计CSI设计了RIS的相移阵,并额外考虑了在已知短期信道增益信息时强弱用户功率分配系数的设计。文献<sup>[9]</sup>则分析了RIS辅助NOMA系统的

安全通信问题,基于统计CSI推导了系统的中断概率性能,并据此设计了交替优化的混合预编码方案。上述文献虽然针对RIS辅助NOMA系统的性能做了多方面的分析优化,但大多停留在对RIS或者NOMA通信的单一优化上。在更一般的场景下,文献<sup>[10]</sup>基于统计CSI,根据大系统近似理论给出了RIS辅助下通信系统的遍历和速率近似式,并通过最大化该近似表达式,联合设计了BS发送协方差矩阵和RIS相移阵。然而,该系统仅考虑了单个用户。基于统计CSI,对RIS相移与NOMA发送协方差的联合优化设计还需继续深入研究,这对进一步挖掘RIS与NOMA相结合的通信系统中的潜在传输特性具有重要现实意义。本文主要的研究工作如下。

(1) 在RIS辅助的NOMA系统中构造了遍历和速率最大化问题,并在仅知统计CSI的情况下解决了以下挑战:(a) 遍历和速率的计算需要大量信道样本求蒙特卡罗平均,计算复杂度较高,为此基于大维随机矩阵理论推导了遍历和速率的确定性近似表达式;(b) 问题的目标函数是非凸的,为此对近似表达式进行泰勒展开,将该问题转化为凸问题。

(2) 将复杂的NOMA和速率最大化问题转化成了3个优化子问题。具体而言,基于功率注水方法和广义奇异值分解方法(Generalized Singular Value Decomposition, GSVD)分别求解了NOMA强、弱用户的发送协方差设计子问题;基于梯度上升法求解了RIS相移矩阵设计子问题,并利用二分法实现了最优的功率分配;通过对上述子问题进行交替迭代优化,高效地解决了原本复杂的多变量设计问题。

(3) 仿真结果表明,所推出的确定性等价表达式具有很高的精度,所提设计方法能够在保证弱用户实现可靠通信的同时,有效提高NOMA系统的整体通信性能。

## 2 系统模型与问题描述

### 2.1 系统模型

考虑一个下行的RIS辅助MIMO NOMA通信场景,如图1所示。该系统包含一个BS、两个用户以及一块RIS板,其中BS配备一块含 $N$ 根天线的线性阵,两个用户各自配备了 $n$ 根和 $m$ 根天线,RIS板则由 $L$ 个无源反射元件构成。由于BS与用户的直达链路被障碍物阻断,信号只能经由RIS反射传播。根据反射链路的信道增益大小,用户可被划分为弱用户(配备 $m$ 根天线)和强用户(配备 $n$ 根天线)。

假设BS到RIS、RIS到两用户的信道分别为 $\mathbf{H}_1 \in \mathbb{C}^{L \times N}$ ,  $\mathbf{H}_2 \in \mathbb{C}^{n \times L}$ ,  $\mathbf{H}_3 \in \mathbb{C}^{m \times L}$ ,BS向两用户发送叠加编码信号 $\mathbf{x} = \mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2$ ,经由RIS反射,

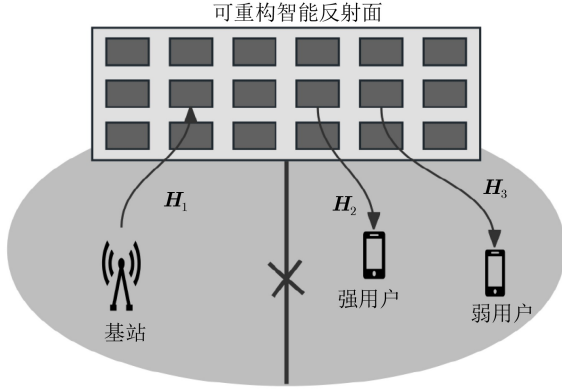


图1 基于RIS辅助的MIMO NOMA下行无线通信系统

强用户和弱用户接收到的信号  $\mathbf{y}_s \in \mathbb{C}^n$  和  $\mathbf{y}_w \in \mathbb{C}^m$  分别为

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{H}_2 \Phi \mathbf{H}_1 (\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2) + \mathbf{n}_s \quad (1a)$$

$$\mathbf{y}_w = \mathbf{H}_3 \Phi \mathbf{H}_1 (\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2) + \mathbf{n}_w \quad (1b)$$

其中,  $\Phi = \text{diag}\{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_L\}$  是RIS的对角相移矩阵, 对角元素  $\varphi_l = e^{j\theta_l}$ , 且  $\theta_l \in [0, 2\pi)$ ,  $l = 1, 2, \dots, L$ ;  $\mathbf{n}_s \in \mathbb{C}^n$ ,  $\mathbf{n}_w \in \mathbb{C}^m$  是独立分布且协方差矩阵分别为  $\sigma_s^2 \mathbf{I}_n$  和  $\sigma_w^2 \mathbf{I}_m$  的加性高斯白噪声向量。在不失一般性的前提下, 本文假设各链路噪声是相等的, 即  $\sigma_s^2 = \sigma_w^2 = \sigma^2$ ;  $\mathbf{x}_1 \in \mathbb{C}^N$  和  $\mathbf{x}_2 \in \mathbb{C}^N$  分别为发送给强用户和弱用户的已编码信号, 两用户信号相互独立, 服从均值为0, 协方差矩阵为  $\mathbb{E}\{\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_1^H\} = \mathbf{Q}_1$ ,  $\mathbb{E}\{\mathbf{x}_2 \mathbf{x}_2^H\} = \mathbf{Q}_2$  的复高斯分布, 满足

$$\text{tr} \mathbf{Q}_1 + \text{tr} \mathbf{Q}_2 \leq NP \quad (2)$$

其中,  $P > 0$  是BS的总发送功率预算, 此处  $N$  是为方便后续推导进行的归一化。本文采用Kronecker模型<sup>[1]</sup>表征莱斯空间相关信道

$$\mathbf{H}_i = \bar{\mathbf{H}}_i + \tilde{\mathbf{H}}_i = \mathbf{R}_i^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_i \mathbf{T}_i^{\frac{1}{2}} + \tilde{\mathbf{H}}_i, i = 1, 2, 3 \quad (3)$$

其中, 确定性矩阵  $\bar{\mathbf{H}}_1 \in \mathbb{C}^{L \times N}$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_2 \in \mathbb{C}^{n \times L}$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_3 \in \mathbb{C}^{m \times L}$  分别表示各信道中的LoS分量;  $\mathbf{T}_1 \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ,  $\mathbf{T}_2 \in \mathbb{C}^{L \times L}$ ,  $\mathbf{T}_3 \in \mathbb{C}^{L \times L}$  分别表示BS和RIS处的发射天线相关矩阵;  $\mathbf{R}_1 \in \mathbb{C}^{L \times L}$ ,  $\mathbf{R}_2 \in \mathbb{C}^{n \times n}$ ,  $\mathbf{R}_3 \in \mathbb{C}^{m \times m}$  分别为RIS和用户处的接收天线相关矩阵, 上述矩阵都属于统计CSI;  $\mathbf{X}_1 \in \mathbb{C}^{L \times N}$ ,  $\mathbf{X}_2 \in \mathbb{C}^{n \times L}$ ,  $\mathbf{X}_3 \in \mathbb{C}^{m \times L}$  分别表示每条信道的随机分量, 其各项元素是0均值, 方差分别为  $1/\sqrt{N}$ ,  $1/\sqrt{L}$  和  $1/\sqrt{L}$  的独立同分布高斯随机变量<sup>[12]</sup>。将上述矩阵归一化为  $\text{tr} \mathbf{R}_1 = L$ ,  $\text{tr} \mathbf{T}_1 = N\alpha_1/(\kappa_1 + 1)$ ,  $\text{tr} \mathbf{R}_2 = n$ ,  $\text{tr} \mathbf{T}_2 = L^2\alpha_2/(\kappa_2 + 1)$ ,  $\text{tr} \mathbf{R}_3 = m$ ,  $\text{tr} \mathbf{T}_3 = L^2\alpha_3/(\kappa_3 + 1)$ ,  $\text{tr} \bar{\mathbf{H}}_1 \bar{\mathbf{H}}_1^H = \kappa_1 L\alpha_1/(\kappa_1 + 1)$ ,  $\text{tr} \bar{\mathbf{H}}_2 \bar{\mathbf{H}}_2^H = \kappa_2 nL\alpha_2/(\kappa_2 + 1)$  和  $\text{tr} \bar{\mathbf{H}}_3 \bar{\mathbf{H}}_3^H = \kappa_3 mL\alpha_3/(\kappa_3 + 1)$ 。  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  表示每条链路的大尺度衰落系数,  $\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3$  表示每条链

路的莱斯因子。假设BS仅有统计CSI  $\{\bar{\mathbf{H}}_i, \mathbf{T}_i, \mathbf{R}_i\}_{i=1}^3$  可用, 式(3)中的  $\mathbf{X}_i$  是未知的。

由于强用户和弱用户收到的信号是叠加的, 因此需要按照NOMA的工作流程来分离强、弱用户各自的信号。大致过程为在强用户处, 由于弱用户的信号强度高于强用户自己的信号, 因此强用户会先将自己信号视为噪声来解码弱用户的信号。在获得了弱用户的信号后, 通过减去弱用户信号即可得到强用户自己的信号并进行解码, 该过程即为连续干扰抵消(Successive Interference Cancellation, SIC); 而弱用户只需将强用户的信号视为噪声直接解码自己的信号即可。本文假设在BS处只能获取到统计CSI, 且强、弱用户的信号可通过SIC过程实现完全分离。因此, 强用户的遍历速率  $R_1$  为

$$R_1 = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_n + \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{H}_2 \Phi \mathbf{H}_1) \mathbf{Q}_1 (\mathbf{H}_2 \Phi \mathbf{H}_1)^H \right) \right\} \quad (4)$$

由于弱用户将强用户信号当作干扰, 从叠加信号中直接解码出自己的信号, 因此遍历速率  $R_2$  为

$$R_2 = R_{21} - R_{22} \quad (5)$$

其中,

$$R_{21} = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_m + \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{H}_3 \Phi \mathbf{H}_1) \cdot (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) (\mathbf{H}_3 \Phi \mathbf{H}_1)^H \right) \right\} \quad (6a)$$

$$R_{22} = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \det \left( \mathbf{I}_m + \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{H}_3 \Phi \mathbf{H}_1) \cdot \mathbf{Q}_1 (\mathbf{H}_3 \Phi \mathbf{H}_1)^H \right) \right\} \quad (6b)$$

综上所述, RIS辅助的MIMO-NOMA系统的遍历和速率  $R_{\text{sum}}$  为

$$R_{\text{sum}} = R_1 + R_2 \quad (7)$$

## 2.2 问题描述

在BS总发送功率限制和弱用户最小遍历速率需求的约束下, 本文旨在通过设计强弱用户的发送协方差矩阵和RIS相移阵, 实现系统遍历和速率的最大化, 具体问题形式如下

$$\begin{aligned} (P1) \quad & \max_{\mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2, P_1, \Phi} R_{\text{sum}} \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr} \mathbf{Q}_1 = NP_1, \text{tr} \mathbf{Q}_2 \leq N(P - P_1), \mathbf{Q}_1 \succeq 0, \mathbf{Q}_2 \succeq 0 \\ & R_2 \geq R_0, \Phi = \text{diag}\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_L\}, |\phi_l| = 1, \forall l \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $P_1$  表示分配给强用户的发送功率,  $R_0$  表示弱用户正常通信所需的最小遍历速率。很显然, 由于目标函数和约束条件都是非凸的, 上述优化问题也是非凸的, 因此其闭式解的推导极其困难。此

外, 考虑到目标函数是遍历形式, 需要对大量信道样本求平均, 直接优化该问题将带来较高的复杂度。因此, 本文首先将该优化问题转化为易于处理的形式, 以便充分利用统计CSI设计相应的变量。

### 3 发送预编码矩阵和相移矩阵设计

#### 3.1 系统遍历和速率的确定性等价表达式分析

为了避免蒙特卡罗平均带来的过高复杂度, 本节依据大维随机矩阵理论对式(7)进行等价近似。假设天线数  $N$ ,  $n$ ,  $m$  与 RIS 反射单元数  $L$  均趋向于无穷, 同时假设空间相关阵和 LoS 分量信道矩阵  $\mathbf{R}_i$ ,  $\mathbf{T}_i$ ,  $\mathbf{H}_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) 均有界。根据文献[13]中的定理1和定理2, 可以得到以下推论。

**推论1:** 当  $N \rightarrow \infty$  时, 系统遍历和速率满足下式

$$R_{\text{sum}} - \bar{R}_{\text{sum}} \xrightarrow{\text{a.s.}} 0 \quad (9)$$

其中,

$$\bar{R}_{\text{sum}} = \bar{R}_1 + \bar{R}_2 = \bar{R}_1 + \bar{R}_{21} - \bar{R}_{22} \quad (10)$$

各近似表达式分别为

$$\begin{aligned} \bar{R}_1 = & \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_1 \mathbf{Q}_1) + \log_2 \det(\mathbf{I}_n + s_2 \mathbf{R}_2 / \sigma^2) \\ & + \log_2 \det(\mathbf{I}_L + s_1 \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_2^H \Theta_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 + \tilde{s}_2 \mathbf{T}_2) \\ & \cdot \Phi \mathbf{R}_1) - N s_1 \tilde{s}_1 - L s_2 \tilde{s}_2 \end{aligned} \quad (11a)$$

$$\begin{aligned} \bar{R}_{21} = & \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{21} (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2)) \\ & + \log_2 \det(\mathbf{I}_L + w_1 \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Theta_w^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 \\ & + \tilde{w}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \mathbf{R}_1) + \log_2 \det(\mathbf{I}_m + w_2 \mathbf{R}_3 / \sigma^2) \\ & - N w_1 \tilde{w}_1 - L w_2 \tilde{w}_2 \end{aligned} \quad (11b)$$

$$\begin{aligned} \bar{R}_{22} = & \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22} \mathbf{Q}_1) + \log_2 \det(\mathbf{I}_m \\ & + u_2 \mathbf{R}_3 / \sigma^2) + \log_2 \det(\mathbf{I}_L + u_1 \Phi^H \\ & \cdot (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Theta_u^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{u}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \mathbf{R}_1) \\ & - N u_1 \tilde{u}_1 - L u_2 \tilde{u}_2 \end{aligned} \quad (11c)$$

式中,  $\{s_1, s_2, \tilde{s}_1, \tilde{s}_2\}$ ,  $\{w_1, w_2, \tilde{w}_1, \tilde{w}_2\}$  和  $\{u_1, u_2, \tilde{u}_1, \tilde{u}_2\}$  仅与统计CSI有关, 表达式分别为

$$\begin{aligned} s_1 = & \text{tr}(\mathbf{I}_N + \bar{\mathbf{H}}_1^H \Theta_s^{-1} \Psi_s \bar{\mathbf{H}}_1 \mathbf{Q}_1 + \tilde{s}_1 \mathbf{T}_1 \mathbf{Q}_1)^{-1} \mathbf{T}_1 \mathbf{Q}_1 / N, \\ s_2 = & \text{tr}(s_1 \mathbf{R}_1 \Theta_s^{-1} + \Pi_s \Pi_s^H) \Phi^H \mathbf{T}_2 \Phi / L, \\ \tilde{s}_1 = & \text{tr}(\Theta_s^{-1} \Psi_s - \Psi_s \Pi_s \Pi_s^H \Psi_s^H) \mathbf{R}_1 / N, \\ \tilde{s}_2 = & (\text{tr}(\Xi_s^{-1} - \Xi_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 s_1 \mathbf{R}_1 \Theta_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2^H \Xi_s^{-1}) \mathbf{R}_2 + \\ & \text{tr}(\Xi_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 \Pi_s \Pi_s^H \bar{\mathbf{H}}_2^H \Xi_s^{-1}) \mathbf{R}_2) / L, \\ w_1 = & \text{tr}(\mathbf{I}_N + \tilde{w}_1 \mathbf{T}_1 (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) + \bar{\mathbf{H}}_1^H \Theta_w^{-1} \Psi_w \bar{\mathbf{H}}_1 \\ & (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2))^{-1} \mathbf{T}_1 (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) / N, \\ w_2 = & \text{tr}(w_1 \mathbf{R}_1 \Theta_w^{-1} + \Pi_w \Pi_w^H) \Phi^H \mathbf{T}_3 \Phi / L, \\ \tilde{w}_1 = & \text{tr}(\Theta_w^{-1} \Psi_w - \Psi_w \Pi_w \Pi_w^H \Psi_w^H) \mathbf{R}_1 / N, \\ \tilde{w}_2 = & (\text{tr}(\Xi_w^{-1} - \Xi_w^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 w_1 \mathbf{R}_1 \Theta_w^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_w^{-1}) \mathbf{R}_3 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \text{tr}(\Xi_w^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 \Pi_w \Pi_w^H \bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_w^{-1}) \mathbf{R}_3) / L, \\ u_1 = & \text{tr}(\mathbf{I}_N + \bar{\mathbf{H}}_1^H \Theta_u^{-1} \Psi_u \bar{\mathbf{H}}_1 \mathbf{Q}_1 + \tilde{u}_1 \mathbf{T}_1 \mathbf{Q}_1)^{-1} \mathbf{T}_1 \mathbf{Q}_1 / N, \\ u_2 = & \text{tr}(u_1 \mathbf{R}_1 \Theta_u^{-1} + \Pi_u \Pi_u^H) \Phi^H \mathbf{T}_3 \Phi / L, \\ \tilde{u}_1 = & \text{tr}(\Theta_u^{-1} \Psi_u - \Psi_u \Pi_u \Pi_u^H \Psi_u^H) \mathbf{R}_1 / N \text{ 和} \\ \tilde{u}_2 = & (\text{tr}(\Xi_u^{-1} - \Xi_u^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 u_1 \mathbf{R}_1 \Theta_u^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_u^{-1}) \mathbf{R}_3 \\ & + \text{tr}(\Xi_u^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 \Pi_u \Pi_u^H \bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_u^{-1}) \mathbf{R}_3) / L, \text{ 其中的矩阵} \\ & \{\mathbf{A}_1, \Theta_s, \Xi_s, \Psi_s, \Pi_s, \Gamma_s\}, \{\mathbf{A}_{21}, \mathbf{A}_{22}, \Theta_k, \Xi_k, \Psi_k, \\ & \Pi_k, \Gamma_k\}, k \in \{w, u\}, \tilde{k} \in \{\tilde{w}, \tilde{u}\} \text{ 的表达式分别为} \\ \mathbf{A}_1 = & \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_s^{-1} \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_2^H \Xi_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 + \tilde{s}_2 \mathbf{T}_2) \Phi \bar{\mathbf{H}}_1 + \tilde{s}_1 \mathbf{T}_1, \\ \Theta_s = & \mathbf{I}_L + s_1 \Psi_s \mathbf{R}_1, \Xi_s = \sigma^2 \mathbf{I}_N + s_2 \mathbf{R}_2, \\ \Psi_s = & \bar{\mathbf{H}}_2^H \Xi_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 + s_2 \mathbf{T}_2, \\ \Pi_s = & \Theta_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_1 (\mathbf{I}_N + \bar{\mathbf{H}}_1^H \Theta_s^{-1} \Psi_s \bar{\mathbf{H}}_1 + \tilde{s}_1 \mathbf{T}_1)^{-\frac{1}{2}}, \\ \Gamma_s = & \mathbf{I}_L + s_1 \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_2^H \Xi_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 + \tilde{s}_2 \mathbf{T}_2) \Phi \mathbf{R}_1, \\ \mathbf{A}_{21} = & \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_w^{-1} \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_w^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{w}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \bar{\mathbf{H}}_1 + \tilde{w}_1 \mathbf{T}_1, \\ \Pi_k = & \Theta_k^{-1} \bar{\mathbf{H}}_1 (\mathbf{I}_N + \bar{\mathbf{H}}_1^H \Theta_k^{-1} \Psi_k \bar{\mathbf{H}}_1 + \tilde{k}_1 \mathbf{T}_1)^{-\frac{1}{2}}, \\ \mathbf{A}_{22} = & \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_u^{-1} \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_u^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{u}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \bar{\mathbf{H}}_1 + \tilde{u}_1 \mathbf{T}_1, \\ \Theta_k = & \mathbf{I}_L + k_1 \Psi_k \mathbf{R}_1, \\ \Gamma_k = & \mathbf{I}_L + k_1 \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_k^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{k}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \mathbf{R}_1, \\ \Psi_k = & \bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_k^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + k_2 \mathbf{T}_3 \text{ 和 } \Xi_k = \sigma^2 \mathbf{I}_N + k_2 \mathbf{R}_3. \end{aligned}$$

虽然推论1是基于  $N \rightarrow \infty$  推导得到的, 但即使在天线数较小的情况下, 表达式(10)仍能取得较好的近似效果, 这在后续仿真中也得到了验证。因此, 系统的遍历和速率  $R_{\text{sum}}$  可由  $\bar{R}_{\text{sum}}$  有效替代, 问题(P1)也转化为

$$\begin{aligned} (\text{P2}) \quad & \max_{\mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2, P_1, \Phi} \bar{R}_{\text{sum}} \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr} \mathbf{Q}_1 = N P_1, \text{tr} \mathbf{Q}_2 \leq N(P - P_1), R_2 \geq R_0 \\ & \mathbf{Q}_1 \succeq 0, \mathbf{Q}_2 \succeq 0, \Phi = \text{diag}\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_L\}, \\ & |\phi_l| = 1, \forall l \end{aligned} \quad (12)$$

其中, 计算目标函数  $\bar{R}_{\text{sum}}$  仅需统计CSI, 因此问题(P2)的计算复杂度远低于问题(P1)。虽然  $\bar{R}_{\text{sum}}$  是确定性的, 但形式较为复杂, 待优化的变量相互耦合, 且存在非凸约束。这给问题求解带来了极大挑战, 为此, 本文采用交替优化的方式将问题(P2)分解成3个子问题, 求解不同变量。

#### 3.2 发送预编码矩阵设计

首先优化弱用户的发送协方差矩阵  $\mathbf{Q}_2$ , 在给定相移阵  $\Phi$ 、强用户的发送协方差矩阵  $\mathbf{Q}_1$  和功率分配因子  $P_1$  时, 仅  $\bar{R}_{21}$  与  $\mathbf{Q}_2$  有关, 所以优化问题(P2)可简化为以下子问题

$$\begin{aligned} (\text{P3}) \quad & \max_{\mathbf{Q}_2} \bar{R}_{21} \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr} \mathbf{Q}_2 \leq N(P - P_1), \mathbf{Q}_2 \succeq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

由于目标函数  $\bar{R}_{21}$  是关于  $\mathbf{Q}_2$  的凸函数, 因此上述问题中最优的弱用户协方差矩阵可由下面的定理1求得。

**定理1** 对  $\mathbf{B}_2 = (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{21}\mathbf{Q}_1)^{-1}\mathbf{A}_{21}$  进行SVD分解

$$\mathbf{B}_2 = \mathbf{U}_{B_2}\boldsymbol{\Sigma}_{B_2}\mathbf{U}_{B_2}^H \quad (14)$$

则问题(P3)的最优解  $\mathbf{Q}_2^{\text{opt}}$  为

$$\mathbf{Q}_2^{\text{opt}} = \mathbf{U}_{B_2}\boldsymbol{\Lambda}_2^{\text{opt}}\mathbf{U}_{B_2}^H \quad (15)$$

其中, 特征值对角矩阵  $\boldsymbol{\Lambda}_2^{\text{opt}}$  为

$$\boldsymbol{\Lambda}_2^{\text{opt}} = (\mathbf{I}_N/\mu_2 - \boldsymbol{\Sigma}_{B_2}^{-1})^+ \quad (16)$$

其中,  $\mu_2 > 0$  可由BS的传输功率约束  $\text{tr}\mathbf{Q}_2^{\text{opt}} = N(P - P_1)$  求得。

**证明** 问题(P3)的拉格朗日函数如

$$\mathcal{L}(\mathbf{Q}_2, \mu_2, \boldsymbol{\Psi}_2) = -\bar{R}_{21} + \mu_2(\text{tr}\mathbf{Q}_2 - N(P - P_1)) - \text{tr}\boldsymbol{\Psi}_2\mathbf{Q}_2 \quad (17)$$

其中,  $\mu_2 > 0$  和  $\boldsymbol{\Psi}_2 \succ 0$  是拉格朗日乘子。对  $\mathcal{L}(\mathbf{Q}_2, \mu_2, \boldsymbol{\Psi}_2)$  关于  $\mathbf{Q}_2$  求偏导, 得KKT条件

$$\left. \begin{aligned} -(\mathbf{I}_N + \mathbf{B}_2\mathbf{Q}_2)^{-1}\mathbf{B}_2 + \mu_2\mathbf{I}_N - \boldsymbol{\Psi}_2 = 0, \text{tr}\boldsymbol{\Psi}_2\mathbf{Q}_2 = 0 \\ \mu_2(N(P - P_1) - \text{tr}\mathbf{Q}_2) = 0, \boldsymbol{\Psi}_2 \succeq 0, \mathbf{Q}_2 \succeq 0, \mu_2 > 0 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

其中,  $\mathbf{B}_2 = (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{21}\mathbf{Q}_1)^{-1}\mathbf{A}_{21}$ , 最后根据注水算法即可得到式(15)中的  $\mathbf{Q}_2^{\text{opt}}$ 。证毕

在得到  $\mathbf{Q}_2^{\text{opt}}$  之后, 固定  $\mathbf{Q}_2 = \mathbf{Q}_2^{\text{opt}}$ ,  $\Phi$  和  $P_1$ , 继续求解发送协方差矩阵  $\mathbf{Q}_1$ 。此时, 注意到问题(P2)中, 目标函数关于  $\mathbf{Q}_1$  非凸, 为此, 在  $\tilde{\mathbf{Q}}_1$  处对  $\log_2 \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22}\mathbf{Q}_1)$  项进行泰勒展开得<sup>[12]</sup>

$$\begin{aligned} \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22}\mathbf{Q}_1) \approx \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22}\tilde{\mathbf{Q}}_1) \\ + \text{tr}(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22}\tilde{\mathbf{Q}}_1)^{-1} \\ \cdot \mathbf{A}_{22}(\mathbf{Q}_1 - \tilde{\mathbf{Q}}_1) \end{aligned} \quad (19)$$

将式(19)代入  $\bar{R}_{\text{sum}}$ , 将得到的目标函数记为  $\tilde{R}_{\text{sum}}$

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{\text{sum}} \approx \bar{R}_{\text{sum}} = \bar{R}_1 + \bar{R}_{21} - \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22}\tilde{\mathbf{Q}}_1) \\ + Nu_1\tilde{u}_1 + Lu_2\tilde{u}_2 - \text{tr}(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22}\tilde{\mathbf{Q}}_1)^{-1} \\ \cdot \mathbf{A}_{22}(\mathbf{Q}_1 - \tilde{\mathbf{Q}}_1) - \log_2 \det\left(\mathbf{I}_m + \frac{u_2}{\sigma^2}\mathbf{R}_3\right) \\ - \log_2 \det(\mathbf{I}_L + u_1\Phi^H(\bar{\mathbf{H}}_3^H\Theta_u^{-1}\bar{\mathbf{H}}_3 \\ + \tilde{u}_2\mathbf{T}_3)\Phi\mathbf{R}_1) \end{aligned} \quad (20)$$

结合式(20)以及固定的  $\mathbf{Q}_2 = \mathbf{Q}_2^{\text{opt}}$  和  $\Phi$ ,  $P_1$ , 强用户的发送协方差矩阵可由以下子问题求得

$$\begin{aligned} \text{(P4)} \quad \max_{\mathbf{Q}_1} \tilde{R}_{\text{sum}} \\ \text{s.t. } \text{tr}\mathbf{Q}_1 \leq NP_1, \mathbf{Q}_1 \succeq 0 \end{aligned} \quad (21)$$

在求解  $\mathbf{Q}_1$  前, 还需对子问题(P4)做进一步转化, 首先给出其相应的拉格朗日函数:

$$\mathcal{L}(\mathbf{Q}_1, \mu_1, \boldsymbol{\Psi}_1) = -\tilde{R}_{\text{sum}} + \mu_1(\text{tr}\mathbf{Q}_1 - NP_1) - \text{tr}\boldsymbol{\Psi}_1\mathbf{Q}_1 \quad (22)$$

其中,  $\mu_1 > 0$  和  $\boldsymbol{\Psi}_1 \succ 0$  是拉格朗日乘数, 可根据约束条件确定。对  $\mathcal{L}(\mathbf{Q}_1, \mu_1, \boldsymbol{\Psi}_1)$  关于  $\mathbf{Q}_1$  求偏导, 得

$$\left. \begin{aligned} -(\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_1\mathbf{Q}_1)^{-1}\mathbf{A}_1 - (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{21}(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2))^{-1} \\ \cdot \mathbf{A}_{21} + (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22}\tilde{\mathbf{Q}}_1)^{-1}\mathbf{A}_{22} + \mu_1\mathbf{I}_N - \boldsymbol{\Psi}_1 = 0 \\ \text{tr}\boldsymbol{\Psi}_1\mathbf{Q}_1 = 0, \boldsymbol{\Psi}_1 \succeq 0, \mathbf{Q}_1 \succeq 0, \\ \mu_1(NP - \text{tr}\mathbf{Q}_1) = 0, \mu_1 > 0 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

接着, 对上述方程进行代换, 令  $\mathbf{K} = (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22}\tilde{\mathbf{Q}}_1)^{-1}\mathbf{A}_{22}/\mu_1 + \mathbf{I}_N$ ,  $\mathbf{B}_1 = (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{21}\mathbf{Q}_2)^{-1}\mathbf{A}_{21}$ ,  $\mathbf{Q}'_1 = \mathbf{K}^{\frac{1}{2}}\mathbf{Q}_1\mathbf{K}^{\frac{1}{2}}$  和  $\boldsymbol{\Psi}'_1 = \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\boldsymbol{\Psi}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}$ 。由此, 式(23)中的第1个方程可被改写为

$$\begin{aligned} \mu_1\mathbf{I}_N - \boldsymbol{\Psi}'_1 - \left(\mathbf{I}_N + \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{A}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}'_1\right)^{-1}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \\ \mathbf{A}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} - \left(\mathbf{I}_N + \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}'_1\right)^{-1} \\ \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} = 0 \end{aligned} \quad (24)$$

问题(P4)的KKT条件与下面问题的KKT条件相同, 由此问题(P4)的求解也可等价于求解(P5)

$$\begin{aligned} \text{(P5)} \quad \max_{\mathbf{Q}'_1} \log_2 \det\left(\mathbf{I}_N + \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{A}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}'_1\right) \\ + \log_2 \det\left(\mathbf{I}_N + \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}'_1\right) \\ \text{s.t. } \text{tr}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}'_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \leq NP_1, \mathbf{Q}'_1 \succeq 0 \end{aligned} \quad (25)$$

问题(P5)的目标函数是对数之和的形式, 其渐近最优解可通过GSVD分解获得, 具体结果由定理2给出。

**定理2** 分别对矩阵  $(\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{A}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}})^{\frac{1}{2}}$  和  $(\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}})^{\frac{1}{2}}$  进行GSVD分解得

$$\left. \begin{aligned} (\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{A}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}})^{\frac{1}{2}} = \tilde{\mathbf{U}}_{A_1}\boldsymbol{\Lambda}_{A_1}\mathbf{V}_{A_1B_1}^H \\ (\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}_1\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}})^{\frac{1}{2}} = \tilde{\mathbf{U}}_{B_1}\boldsymbol{\Lambda}_{B_1}\mathbf{V}_{A_1B_1}^H \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{U}}_{A_1}$  和  $\tilde{\mathbf{U}}_{B_1}$  是酉矩阵, 对角阵  $\boldsymbol{\Lambda}_{A_1}, \boldsymbol{\Lambda}_{B_1}$  满足  $\boldsymbol{\Lambda}_{A_1}^T\boldsymbol{\Lambda}_{A_1} + \boldsymbol{\Lambda}_{B_1}^T\boldsymbol{\Lambda}_{B_1} = \mathbf{I}_N$ ,  $\mathbf{V}_{A_1B_1}$  为特征向量矩阵。问题(P5)的渐近最优解  $\mathbf{Q}'_1^{\text{opt}}$  为

$$\mathbf{Q}'_1^{\text{opt}} = \mathbf{V}_{A_1B_1}^{-H}\boldsymbol{\Lambda}^{\text{GSVD}}\mathbf{V}_{A_1B_1}^{-1} \quad (27)$$

其中,  $\mathbf{V}_{A_1B_1}^{-H}$  表示转置矩阵  $\mathbf{V}_{A_1B_1}^H$  的逆矩阵, 对角阵  $\boldsymbol{\Lambda}^{\text{GSVD}}$  的对角线元素分别为

$$\begin{aligned} [\boldsymbol{\Lambda}^{\text{GSVD}}]_{ii} \\ = \left( \left( - \left( 1 - \frac{2\lambda_{A_1,i}\lambda_{B_1,i}}{\mu_1\nu_i \ln 2} \right) \right. \right. \\ \left. \left. + \sqrt{\left( 1 - \frac{2\lambda_{A_1,i}\lambda_{B_1,i}}{\mu_1\nu_i \ln 2} \right)^2 - 4\lambda_{A_1,i}\lambda_{B_1,i} \left( 1 - \frac{1}{\mu_1\nu_i \ln 2} \right)} \right) \right. \\ \left. / (2\lambda_{A_1,i}\lambda_{B_1,i}) \right)^+ \end{aligned} \quad (28)$$

其中,  $\lambda_{A_1,i}, \lambda_{B_1,i}, \nu_i$  分别为对角矩阵  $\Lambda_{A_1}, \Lambda_{B_1}, V_{A_1 B_1}^{-1} V_{A_1 B_1}^{-H}$  的对角元素, 参数  $\mu'_1$  可由约束  $\text{tr} \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{Q}'_1 \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} = NP_1$  获得。

**证明** 对矩阵  $(\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{A}_1 \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}})^{\frac{1}{2}}$  和  $(\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{B}_1 \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}})^{\frac{1}{2}}$  进行GSVD分解, 并将  $\mathbf{Q}'_1 = V_{A_1 B_1}^{-H} \Lambda V_{A_1 B_1}^{-1}$  代入问题(P5)中进行替换, 由此问题转化为

$$(P6) \max_{\Lambda} R' \\ \text{s.t. } \text{tr} V_{A_1 B_1}^{-1} \mathbf{K}^{-1} V_{A_1 B_1}^{-H} \Lambda \leq NP_1, \Lambda \succeq 0 \quad (29)$$

其中,  $R' = \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \Lambda \Lambda_{A_1}^T \Lambda_{A_1}) + \log_2 \det(\mathbf{I}_N + \Lambda \Lambda_{B_1}^T \Lambda_{B_1})$ , 接着, 构造拉格朗日方程:  $\mathcal{L}(\Lambda, \mu'_1) = R' - \mu'_1 (\text{tr} V_{A_1 B_1}^{-1} \mathbf{D}^{-1} V_{A_1 B_1}^{-H} \Lambda - NP_1)$ , 其中,  $\mu'_1 > 0$  是与功率约束相关的拉格朗日乘子。注意到  $\Lambda, \Lambda_{A_1}^T \Lambda_{A_1}, \Lambda_{B_1}^T \Lambda_{B_1}$  都是对角阵, 所以有

$$\mathcal{L}(\Lambda, \mu'_1) = \sum_{i=1}^N (\log_2(1 + \Lambda_i \lambda_{A_1,i}) + \log_2(1 + \Lambda_i \lambda_{B_1,i}) - \mu'_1 \nu_i \Lambda_i) + \mu'_1 NP_1 \quad (30)$$

其中,  $\Lambda_i, \lambda_{A_1,i}, \lambda_{B_1,i}, \nu_i$  分别是  $\Lambda, \Lambda_{A_1}^T \Lambda_{A_1}, \Lambda_{B_1}^T \Lambda_{B_1}, V_{A_1 B_1}^{-1} V_{A_1 B_1}^{-H}$  对角线上第  $i$  项。接着,  $\Lambda_i^{\text{GSVD}}$  可由式(31)得出<sup>[14]</sup>

$$\mathcal{L}(\Lambda, \mu'_1) = \log_2(1 + \Lambda_i \lambda_{A_1,i}) + \log_2(1 + \Lambda_i \lambda_{B_1,i}) - \mu'_1 \nu_i \Lambda_i = \int_0^{\Lambda_i} f_i(x) dx \quad (31)$$

其中  $f_i(x) = (\lambda_{A_1,i}/(1+x\lambda_{A_1,i}) + \lambda_{B_1,i}/(1+x\lambda_{B_1,i}))/\ln 2 - \mu'_1 \nu_i$ , 显然  $x > 0$  时,  $f_i(x)$  递减。因此, 令  $f_i(x) = 0$  可得函数  $\mathcal{L}(\Lambda, \mu'_1)$  的最大值, 此时  $x$  的值为

$$x^* = \left( \left( - \left( 1 - \frac{2\lambda_{A_1,i}\lambda_{B_1,i}}{\mu'_1 \nu_i \ln 2} \right) + \sqrt{\left( 1 - \frac{2\lambda_{A_1,i}\lambda_{B_1,i}}{\mu'_1 \nu_i \ln 2} \right)^2 - 4\lambda_{A_1,i}\lambda_{B_1,i} \left( 1 - \frac{1}{\mu'_1 \nu_i \ln 2} \right)} \right) / (2\lambda_{A_1,i}\lambda_{B_1,i}) \right)^+ \quad (32)$$

注意,  $\lambda_{A_1,i} + \lambda_{B_1,i} = 1$ 。若  $x^*$  为正, 则第  $i$  项渐近最优功率分配因子为  $x^*$ , 否则为0。证毕

在求得问题(P5)的渐近最优解后, 根据问题(P5)引入的代换关系, 可得强用户的发送协方差矩阵  $\mathbf{Q}_1^{\text{opt}}$  为

$$\mathbf{Q}_1^{\text{opt}} = \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{Q}'_1^{\text{opt}} \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \quad (33)$$

### 3.3 RIS相移矩阵设计

给定  $\mathbf{Q}_1 = \mathbf{Q}_1^{\text{opt}}$  和  $\mathbf{Q}_2 = \mathbf{Q}_2^{\text{opt}}$ , 求解RIS相移阵的子问题为

$$(P7) \max_{\Phi} \bar{R}_{\text{sum}} \\ \text{s.t. } \Phi = \text{diag}\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_L\}, |\phi_l| = 1, \forall l \quad (34)$$

问题(P7)可通过投影梯度法<sup>[15]</sup>高效求解。具体而言, 对  $\bar{R}_{\text{sum}}$  关于参数  $\phi_l$  进行偏导, 可得

$$\begin{aligned} \partial \bar{R}_{\text{sum}} / \partial \phi_l = & s_1 \text{tr} \Gamma_s^{-1} \Omega_s \mathbf{R}_1 + \text{tr} \mathbf{Q}_1 (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_1 \mathbf{Q}_1)^{-1} \\ & \cdot (-s_1 \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_s^{-1} \Omega_s \mathbf{R}_1 \Gamma_s^{-1} \Phi^H \\ & \cdot (\bar{\mathbf{H}}_2^H \Xi_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 + \tilde{s}_2 \mathbf{T}_2) \Phi \bar{\mathbf{H}}_1 \\ & + \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_s^{-1} \Omega_s \bar{\mathbf{H}}_1) + w_1 \text{tr} \Gamma_w^{-1} \Omega_w \mathbf{R}_1 \\ & + \text{tr} (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{21} (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2))^{-1} \\ & \cdot (-w_1 \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_w^{-1} \Omega_w \mathbf{R}_1 \Gamma_w^{-1} \Phi^H \\ & \cdot (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_w^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{w}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \bar{\mathbf{H}}_1 \\ & + \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_w^{-1} \Omega_w \bar{\mathbf{H}}_1) - u_1 \text{tr} \Gamma_u^{-1} \Omega_u \mathbf{R}_1 \\ & - \text{tr} \mathbf{Q}_1 (\mathbf{I}_N + \mathbf{A}_{22} \mathbf{Q}_1)^{-1} \\ & \cdot (-u_1 \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_u^{-1} \Omega_u \mathbf{R}_1 \Gamma_u^{-1} \Phi^H \\ & \cdot (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_u^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{u}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \bar{\mathbf{H}}_1 \\ & + \bar{\mathbf{H}}_1^H \Gamma_u^{-1} \Omega_u \bar{\mathbf{H}}_1) \end{aligned} \quad (35)$$

其中,  $\{\Omega_s, \Omega_w, \Omega_u\}$  分别为

$$\Omega_s = \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_2^H \Xi_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 + \tilde{s}_2 \mathbf{T}_2) \mathbf{E}_{ll} - \theta_l^{-2} \mathbf{E}_{ll} (\bar{\mathbf{H}}_2^H \Xi_s^{-1} \bar{\mathbf{H}}_2 + \tilde{s}_2 \mathbf{T}_2) \Phi \quad (36a)$$

$$\Omega_w = \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_w^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{w}_2 \mathbf{T}_3) \mathbf{E}_{ll} - \theta_l^{-2} \mathbf{E}_{ll} (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_w^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{w}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \quad (36b)$$

$$\Omega_u = \Phi^H (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_u^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{u}_2 \mathbf{T}_3) \mathbf{E}_{ll} - \theta_l^{-2} \mathbf{E}_{ll} (\bar{\mathbf{H}}_3^H \Xi_u^{-1} \bar{\mathbf{H}}_3 + \tilde{u}_2 \mathbf{T}_3) \Phi \quad (36c)$$

其中,  $\mathbf{E}_{ll}$  是  $L \times L$  的矩阵, 除了第  $l$  行第  $l$  列的元素为1, 其余元素全为0。

记  $\theta^{(t)} = [\phi_1^{(t)}, \phi_2^{(t)}, \dots, \phi_L^{(t)}]^T$  为第  $t$  次迭代得到的相位向量,  $\nabla_{\theta} \bar{R}_{\text{sum}}^{(t)} = [\partial \bar{R}_{\text{sum}}^{(t)} / \partial \phi_1, \partial \bar{R}_{\text{sum}}^{(t)} / \partial \phi_2, \dots, \partial \bar{R}_{\text{sum}}^{(t)} / \partial \phi_L]^T$  则表示第  $t$  次迭代时遍历和速率的上升方向。由此, RIS相移量的迭代公式可记为

$$\theta^{(t+1)} = e^{j \arg(\theta^{(t)} + \beta \nabla_{\theta} \bar{R}_{\text{sum}}^{(t)})} \quad (37)$$

其中,  $\beta$  为迭代步长。迭代最后得到的相移阵为  $\Phi^{(t+1)} = \text{diag}(\theta^{(t+1)})$ 。最后, 在给定发送协方差矩阵和RIS相移阵, 并确保弱用户通信质量的前提下, 基于遍历和速率最大化的功率分配子问题为

$$(P8) \max_{P_1} \bar{R}_{\text{sum}} \\ \text{s.t. } \text{tr} \mathbf{Q}_1 = NP_1, \text{tr} \mathbf{Q}_2 \leq N(P - P_1), \bar{R}_2 \geq R_0 \quad (38)$$

其中, 近似值  $\bar{R}_2 = \bar{R}_{21} - \bar{R}_{22}$  可由式(11b)和式(11c)得到。根据功率注水原则和NOMA传输特点, BS应在满足弱用户通信质量门槛的前提下将功率尽可能多地分给强用户以最大化和速率。因此, 最优功率分配因子  $P_1$  可通过二分搜索使  $\bar{R}_2 = R_0$  得到。至此, 强弱用户的发送协方差矩阵分别为  $\mathbf{Q}_1 = P_1 \mathbf{Q}_1^{\text{opt}}$  和  $\mathbf{Q}_2 = (P - P_1) \mathbf{Q}_2^{\text{opt}}$ 。

### 3.4 交替优化算法

根据上述几个子问题, 原问题(P2)可采用交替优化方式进行求解, 具体流程见算法1。

算法1 交替优化算法

- 
- (1) 初始化:  $\mathbf{Q}_1^{(0)} = \mathbf{I}_N, \tilde{\mathbf{Q}}_1^{(0)} = \mathbf{0}, \mathbf{Q}_2^{(0)} = \mathbf{I}_N, P_1^{(0)} = 0.5, \Phi^{(0)} = \Phi^{\text{rand}}, \varepsilon = 10^{-5}, t = 0;$
- (2) 步骤1 给定  $\Phi$ , 求解  $\mathbf{Q}_1^{\text{opt}}, \mathbf{Q}_2^{\text{opt}};$
- (a) 根据  $\mathbf{Q}_1^{(t-1)}$  和  $P_1^{(t-1)}$ , 求解问题(P3)得到  $\mathbf{Q}_2^{(t)};$
- (b) 根据  $\tilde{\mathbf{Q}}_1^{(t-1)}, \mathbf{Q}_2^{(t)}$  和  $P_1^{(t-1)}$ , 求解问题(P4)得到  $\mathbf{Q}_1^{(t)};$
- (c) 记  $\mathbf{Q}_1^{\text{opt}} = \mathbf{Q}_1^{(t)}, \mathbf{Q}_2^{\text{opt}} = \mathbf{Q}_2^{(t)};$
- (3) 步骤2 给定  $\mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2$ , 求解  $\Phi^{\text{opt}};$
- (a) 由  $\Phi^{(t-1)}$  以及式(35)计算  $\nabla_{\theta} \bar{R}_{\text{sum}}^{(t-1)};$
- (b) 由式(37)计算  $\theta^{(t)}$ , 得  $\Phi^{(t)} = \text{diag}(\theta^{(t)})$
- (c) 更新  $t = t + 1;$
- (d) 循环步骤2直至速率增量满足  $|\bar{R}_{\text{sum}}^{(t+1)} - \bar{R}_{\text{sum}}^{(t)}| < \varepsilon;$
- (e) 记  $\Phi^{\text{opt}} = \Phi^{(t)};$
- (f) 根据  $\mathbf{Q}_1^{(t)}, \mathbf{Q}_2^{(t)}$  和  $\Phi^{(t)}$ , 求解问题(P8)得到功率分配因子  $P_1^{(t)};$
- (g) 记  $\mathbf{Q}_1^{\text{opt}} = P_1^{(t)} \mathbf{Q}_1^{\text{opt}}$  和  $\mathbf{Q}_2^{\text{opt}} = (P - P_1^{(t)}) \mathbf{Q}_2^{\text{opt}};$
- (4) 循环步骤1~2直至  $\bar{R}_{\text{sum}}$  增量小于  $\varepsilon;$
- (5) 输出  $\mathbf{Q}_1^{\text{opt}}, \mathbf{Q}_2^{\text{opt}}$  和  $\Phi^{\text{opt}}.$
- 

算法1中, 计算复杂度主要来源于2(a)SVD分解求  $\mathbf{Q}_2^{(t)}$ , 复杂度为  $\mathcal{O}(N^3)$ , 2(b)GSVD分解和求  $\mathbf{V}_{\mathbf{A}_1 \mathbf{B}_1}^{-1}$  与  $\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}$ , 复杂度为  $\mathcal{O}(3N^3)$ , 3(a)计算  $\nabla_{\theta} \bar{R}_{\text{sum}}^{(t-1)}$ , 其复杂度为  $\mathcal{O}(LN^3 + Ln^3 + Lm^3 + L^4)$ , 3(b)计算  $\theta^{(t)}$ , 复杂度为  $\mathcal{O}(L)$ , 假设迭代了  $t_G$  次收敛, 3(d)计算  $\bar{R}_{\text{sum}}$ , 复杂度记为  $\mathcal{C}_{R_{\text{sum}}} = \mathcal{O}(7N^3 + 3L^2N + 15L^3 + 2LN^2 + 2L^2(m+n) + 6m^3 + 5n^3 + 3Lm^2 + 3Ln^2)$ , 3(f)1维搜索求功率分配因子, 计算一次函数值复杂度同3(d), 假设迭代了  $t_B$  次收敛。最后, 假设步骤1

和步骤2循环了  $t_{AO}$  次, 则总体复杂度为  $\mathcal{O}(4t_{AO}N^3 + t_{AO}t_G(LN^3 + Ln^3 + Lm^3 + L^4 + L) + t_{AO}t_B\mathcal{C}_{R_{\text{sum}}} + 2t_{AO}\mathcal{C}_{R_{\text{sum}}})$ 。考虑到该算法基于统计CSI, 其在多个相干时间内保持稳定, 上述复杂度是可接受的。此外, 由于梯度上升法每一步都沿着  $\bar{R}_{\text{sum}}$  的上升方向, 所以  $\Phi$  的计算是收敛的, 整体算法的收敛性也在后续仿真中给出。

## 4 仿真结果

本节将以数值仿真的形式来验证所提出的优化算法的有效性。除非另有说明, 默认BS天线数为  $N = 8$ , 强、弱用户的天线数分别为  $n = 8, m = 8$ , RIS反射单元数为  $L = 8$ 。天线间距为单倍波长。各段信道的莱斯因子为  $\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa_3 = 1$ , 大尺度衰落系数设置为  $\alpha_i = \Gamma_0 d_i^{-\tau}, i = 1, 2, 3$ , 其中归一化系数  $\Gamma_0 = 10^{-4}$ , 路径损耗因子  $\tau = 4$ , BS与RIS距离  $d_1 = 10$  m, RIS与强、弱用户距离分别为  $d_2 = 10$  m,  $d_3 = 12$  m。  $\bar{\mathbf{H}}_1, \bar{\mathbf{H}}_2$  和  $\bar{\mathbf{H}}_3$  由0均值, 协方差矩阵为  $\mathbf{I}/N$  的复高斯分布随机生成后确定, 空间相关阵按下面模型生成<sup>[6]</sup>

$$[\mathbf{T}_i, \mathbf{R}_i]_{m,n} = \int_{-180^\circ}^{180^\circ} \frac{d\zeta}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{2\pi j d(m-n) \sin(\frac{\zeta}{180}) - \frac{(\zeta-\theta)^2}{2\delta^2}},$$

$$i = 1, 2, 3 \quad (39)$$

仿真中其他参数的默认值见表1。

图2对比了不同传输方案的系统性能, 其中  $N = 32$  代表着  $N = L = m = n = 32$ ,  $N = 8$  代表着  $N = L = m = n = 8$ 。显而易见, 系统遍历和速率会随发送功率上升而增长。相比于部分优化或未经优化的方案, 交替优化后系统性能得到了明显提升。此外, 图中蒙特卡罗结果(用星号标记)与大系统近似结果(用线标记)也是吻合的, 图5同理。可见, 即使在天线数目有限的情况下, 式(10)也具备较好的近似效果。

图3显示了所提出算法的收敛性。整体交替优化过程能在10次迭代内获得收敛。图4反映了RIS反射单元数对和速率的影响。随着反射单元数的上升, 和速率呈增长趋势。在反射单元数不超过50时, 和速率显著增长, 但随着单元数继续增加, 其获得的增益越来越小。此时系统的整体性能受到其他因素的制约较大, 如发送功率, 发送协方差矩阵的设

表1 默认仿真参数设置

| 总功率 $P$ | 噪声功率    | 弱用户速率需求 $R_0$ | 角度拓展 $\delta_i$ | 平均角度   | 试验次数            |
|---------|---------|---------------|-----------------|--|-----------------|
| 30 dBm  | -80 dBm | 1.5 bps/Hz    | 10°             | $\theta_{T_1} = \theta_{T_2} = 0^\circ, \theta_{T_3} = 10^\circ$<br>$\theta_{R_1} = \theta_{R_2} = -5^\circ, \theta_{R_3} = 5^\circ$ | 10 <sup>4</sup> |

计等等。可见，在实际系统中，RIS的规模也值得重点考虑。

图5显示了在BS与RIS距离(两者间的直线距离  $d_1$ )不断增加时，系统和速率由于大尺度衰落增强而下降。此外，较大的莱斯因子对应着较好的系统性能。这是由于较大的莱斯因子意味着信道中的LoS分量更强，此时BS获取的统计CSI也更逼近瞬时CSI，因此系统的性能更好。

图6展示了  $\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa_3 = 0$  时，空间相关性对系统性能的影响。需要指出的是，在天线间隔一定时，角度扩展  $\delta$  越大，阵列的空间相关性就越小。从图6不难看出，较高的空间相关性会导致系统遍历和速率的下降。因此，在进行系统设计时，要尽量避免过高的空间相关性对系统性能造成的损失。

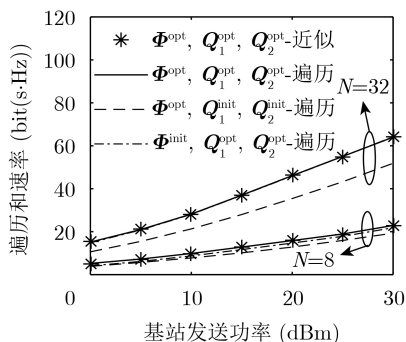


图2 遍历和速率及其确定性等价表达式与BS发送功率的关系

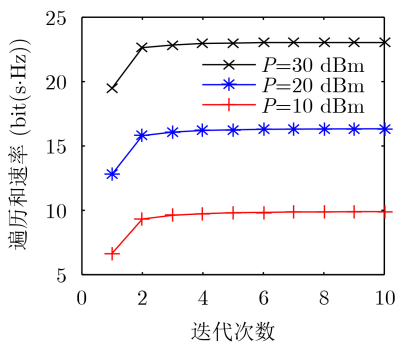


图3 交替优化算法的收敛性

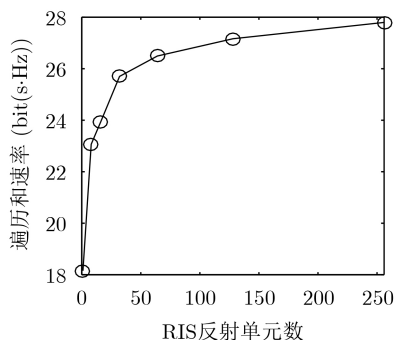


图4 遍历和速率与RIS反射单元数量的关系

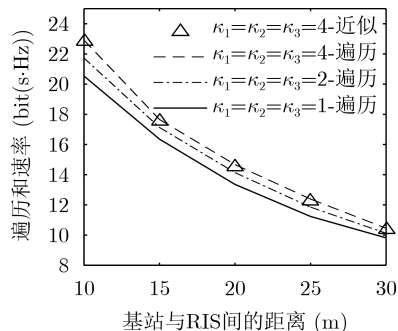


图5 遍历和速率和BS与RIS间距离的关系

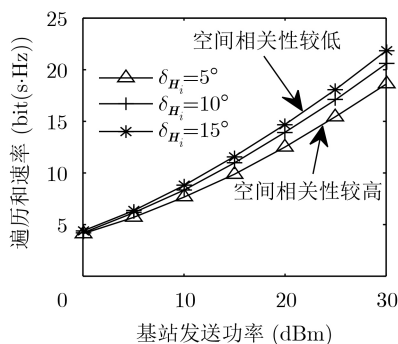


图6 空间相关性对系统性能影响

### 5 结束语

本文在RIS辅助的MIMO NOMA通信系统中研究了基于统计CSI的系统遍历和速率最大化问题。具体而言，首先，为了避免遍历形式的目标函数带来的大量蒙特卡罗试验计算，本文利用大维随机矩阵理论推导了遍历和速率的确定性大系统近似表达式。然后通过最大化该近似表达式，结合功率注水、GSVD分解以及梯度上升法，以交替优化的方式对弱、强用户的发送协方差矩阵和RIS相移阵进行了求解，最后，仿真结果验证了所推导的近似表达式具备很好的近似效果，所提出的交替优化方法也能在保障弱用户通信质量的同时，显著提高系统的通信性能。

### 参考文献

[1] YOU Xiaohu, WANG Chengxiang, HUANG Jie, et al. Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. *Science China Information Sciences*, 2021, 64(1): 110301. doi: 10.1007/s11432-020-2955-6.

[2] 钱志鸿, 肖琳, 王雪. 面向未来移动网络密集连接的关键技术综述[J]. *通信学报*, 2021, 42(4): 22-43. doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2021094.

QIAN Zhihong, XIAO Lin, and WANG Xue. Review on strategic technology of dense connection for the future mobile network[J]. *Journal on Communications*, 2021,



- 42(4): 22–43. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2021094](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2021094).
- [3] 刘期烈, 辛雅楠, 高俊鹏, 等. 可重构智能表面辅助的非正交多址接入网络鲁棒能量效率资源分配算法[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(7): 2332–2341. doi: [10.11999/JEIT210521](https://doi.org/10.11999/JEIT210521).  
LIU Qilie, XIN Yanan, GAO Junpeng, *et al.* Robust energy efficiency resource allocation algorithm in reconfigurable intelligent surface-assisted non-orthogonal multiple access networks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(7): 2332–2341. doi: [10.11999/JEIT210521](https://doi.org/10.11999/JEIT210521).
- [4] ZHANG Shuhang, ZHANG Hongliang, DI Boya, *et al.* Intelligent omni-surfaces: Ubiquitous wireless transmission by reflective-refractive metasurfaces[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(1): 219–233. doi: [10.1109/TWC.2021.3094869](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3094869).
- [5] ZUO Jiakuo, LIU Yuanwei, QIN Zhijin, *et al.* Resource allocation in intelligent reflecting surface assisted NOMA systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(11): 7170–7183. doi: [10.1109/TCOMM.2020.3016742](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.3016742).
- [6] ZUO Jiakuo, LIU Yuanwei, BASAR E, *et al.* Intelligent reflecting surface enhanced millimeter-wave NOMA systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(11): 2632–2636. doi: [10.1109/LCOMM.2020.3009158](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.3009158).
- [7] CHEN Jiagao and YU Xiangbin. Ergodic rate analysis and phase design of STAR-RIS aided NOMA with statistical CSI[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(12): 2889–2893. doi: [10.1109/LCOMM.2022.3202346](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2022.3202346).
- [8] WU Chenyu, SHI Shuo, YOU Changsheng, *et al.* STAR-RIS aided NOMA communication system with statistical CSI[C]. 2022 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Rio de Janeiro, Brazil, 2022: 100–105. doi: [10.1109/GCWkshps56602.2022.10008705](https://doi.org/10.1109/GCWkshps56602.2022.10008705).
- [9] ZHANG Zhen, CHEN Jian, LIU Yuanwei, *et al.* On the secrecy design of STAR-RIS assisted uplink NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(12): 11207–11221. doi: [10.1109/TWC.2022.3190563](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3190563).
- [10] ZHANG Jun, LIU Jie, MA Shaodan, *et al.* Large system achievable rate analysis of RIS-assisted MIMO wireless communication with statistical CSIT[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(9): 5572–5585. doi: [10.1109/TWC.2021.3068494](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3068494).
- [11] SHIU D S, FOSCHINI G J, GANS M J, *et al.* Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(3): 502–513. doi: [10.1109/26.837052](https://doi.org/10.1109/26.837052).
- [12] ZHANG Jun, YUEN Chao, WEN Chaokai, *et al.* Large system secrecy rate analysis for SWIPT MIMO wiretap channels[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2016, 11(1): 74–85. doi: [10.1109/TIFS.2015.2477050](https://doi.org/10.1109/TIFS.2015.2477050).
- [13] ZHANG Jun, WEN Chaokai, JIN Shi, *et al.* On capacity of large-scale MIMO multiple access channels with distributed sets of correlated antennas[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(2): 133–148. doi: [10.1109/JSAC.2013.130203](https://doi.org/10.1109/JSAC.2013.130203).
- [14] FAKOORIAN S A A and SWINDLEHURST A L. Optimal power allocation for GSVD-based beamforming in the MIMO Gaussian wiretap channel[C]. 2012 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings, Cambridge, USA, 2012: 2321–2325. doi: [10.1109/ISIT.2012.6283927](https://doi.org/10.1109/ISIT.2012.6283927).
- [15] NADEEM Q U A, KAMMOUN A, CHAABAN A, *et al.* Asymptotic max-min SINR analysis of reconfigurable intelligent surface assisted MISO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(12): 7748–7764. doi: [10.1109/TWC.2020.2986438](https://doi.org/10.1109/TWC.2020.2986438).
- [16] MOUSTAKAS A L, SIMON S H, and SENGUPTA A M. MIMO capacity through correlated channels in the presence of correlated interferers and noise: A (not so) large N analysis[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2545–2561. doi: [10.1109/TIT.2003.817427](https://doi.org/10.1109/TIT.2003.817427).
- 陆佳程: 男, 博士生, 研究方向为超大规模MIMO、毫米波通信、NOMA.
- 王 斌: 男, 硕士, 研究方向为大规模MIMO, NOMA.
- 张 军: 男, 博士, 教授, 研究方向为超大规模MIMO、无人机通信、人工智能通信、毫米波通信、RIS辅助通信以及物理层安全等.
- 倪艺洋: 女, 博士, 教授, 研究方向为智能无线通信、智能超表面等.

责任编辑: 马秀强