

doi:10.3969/j.issn.1003-3114.2025.05.008

引用格式:张亚宾,李素月,徐勇军.面向用户随机部署的RSMA有源RIS辅助通信系统性能研究[J].无线电通信技术,2025,51(5):951-958.[ZHANG Yabin, LI Suyue, XU Yongjun. Performance of RSMA-based Active RIS-assisted Communication Systems with User Random Deployment[J]. Radio Communications Technology, 2025, 51(5): 951-958.]

## 面向用户随机部署的RSMA有源RIS辅助通信系统性能研究

张亚宾<sup>1</sup>,李素月<sup>1\*</sup>,徐勇军<sup>2</sup>

(1. 太原科技大学 电子信息工程学院,山西 太原 030024;  
2. 重庆邮电大学 通信与信息工程学院,重庆 400065)

**摘要:**可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)和速率分拆多址接入(Rate Splitting Multiple Access, RSMA)技术是未来无线系统中具有广阔前景的2项新兴通信技术。与无源RIS(Passive RIS, PRIS)相比,有源RIS(Active RIS, ARIS)具有克服“乘性衰落”的优势。针对随机部署下ARIS辅助RSMA系统的中断性能展开研究,在Nakagami- $m$ 小尺度衰落模型下,多个用户随机分布在ARIS周围的半圆形区域内。通过对用户到ARIS的距离排序,以最远用户实现最优相移为切入点,采用矩匹配方法为每个RSMA用户计算关于级联信道功率特性的形状和尺度参数,并推导了用户中断性能的闭式表达式。进一步分析了功率分配系数对中断概率(Outage Probability, OP)的影响,并给出了分集阶数和渐近OP的表达式。仿真结果表明,在功率预算为50 dBm和适量RIS元件的条件下,ARIS辅助下非最优相移用户的OP较PRIS辅助系统降低了58%;最优相移用户的功率消耗减少了53 dBm。

**关键词:**有源可重构智能表面;速率分拆多址接入;中断概率;随机用户部署;分集阶数

中图分类号:TN929

文献标志码:A

开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号:1003-3114(2025)05-0951-08



## Performance of RSMA-based Active RIS-assisted Communication Systems with User Random Deployment

ZHANG Yabin<sup>1</sup>, LI Suyue<sup>1\*</sup>, XU Yongjun<sup>2</sup>

(1. School of Electronic and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China;  
2. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) and Rate Splitting Multiple Access (RSMA) technologies are two emerging communication techniques with broad prospects in future wireless systems. Active RIS (ARIS) has the advantage of overcoming the effects of multiplicative fading compared to Passive RIS (PRIS). The paper addresses the outage performance of ARIS-assisted RSMA systems under random deployment. Under Nakagami- $m$  small-scale fading model in downlink, multiple users are randomly distributed within a semicircular region around ARIS and sorted by the distances between the users and ARIS. Taking the optimal phase shift for the furthest user as the entry point, a moment matching approach is employed to derive the shape and scale parameters associated with the cascaded channel power characteristic for each RSMA user. We derive a closed-form expression for the outage performance of the users, analyze the effect of the power splitting coefficients on the Outage Probability (OP), and obtain the diversity order and an expression for the approximate OP. Simulation results show that the OP of a non-perfect phase-shifted user under ARIS-assistance is re-

收稿日期:2025-01-14

基金项目:国家自然科学基金面上项目(62271094);山西省回国留学人员科研资助项目(2022-162)

Foundation Item: General Program of National Natural Science Foundation of China (62271094); Shanxi Scholarship Council of China through Research Project (2022-162)

duced by 58% compared to the passive RIS-assisted system under a power budget of 50 dBm and a moderate amount of RIS elements. In addition, the power consumption of the user with the optimal phase shift is reduced by 53 dBm.

**Keywords:** ARIS; RSMA; OP; random user deployment; diversity order

## 0 引言

随着 5G 通信网络进入商业化阶段,为实现更快、更可靠的数据传输,6G 通信技术成为研究焦点。RIS 的灵活性和潜在优势使其成为未来 6G 系统的关键技术<sup>[1-4]</sup>。然而,PRIS 在应用中面临一个显著挑战:引入的级联信道会导致“乘性衰落”效应。这种效应表现为基站(Base Station, BS)至 RIS 链路与 RIS 至用户链路的小规模衰落相互叠加,从而造成信号衰减的倍增效应。为有效解决这一由 PRIS 引起的“乘性衰落”问题,研究界普遍采用 ARIS 作为替代方案<sup>[5-8]</sup>。此外,与正交多址接入相比,非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)可通过功率域多路复用提高频谱效率。但因其依赖连续干扰消除技术,NOMA 的适用性受到限制,与此相反,RSMA 技术凭借将用户信息拆分成公共和私有部分的能力,实现对干扰的部分解码处理,同时将其余部分视为噪声。与作为 RSMA 特例的 NOMA 相比,RSMA 具有更高的鲁棒性和频谱效率<sup>[9]</sup>。

考虑到 RIS 和 RSMA 的各自优势,研究人员开始致力于将这二者结合研究。文献[3, 10]引入了一个新框架来探索 RIS 和 RSMA 之间的相互作用,推导了小区边缘用户和附近用户的 OP,并将其与中继辅助 RSMA 进行了比较。通过联合优化 BS 预编码矩阵和 RIS 相移矩阵,文献[11-12]证明了 ARIS 辅助 RSMA 方案在速率和资源效率方面优于其他方案。

此外,一些文献重点研究了用户和 RIS 的拓扑随机性对 RIS 辅助通信系统性能的影响。Zhang 等<sup>[13]</sup>研究了固定 RIS 辅助多小区 NOMA 模型,其中 BS 和用户遵循齐次泊松点过程,得出覆盖概率和遍历速率的闭式和渐近表达式。文献[14]采用高斯-泊松过程对发射机和 RIS 的位置进行联合建模,研究了 RIS 辅助的大规模网络覆盖概率和平均可达速率。然而,对于采用 RSMA 的 ARIS 辅助多用户通信系统的后续部署性能,尚未进行深入探讨。

基于城市密集设备环境中终端用户的随机分布特性,结合 ARIS 和 RSMA 的技术优势,本文构建了城市场景下 ARIS 辅助的 RSMA 系统模型,提出了

一种考虑用户随机部署特征的 ARIS 辅助 RSMA 通信网络架构,并基于用户到 ARIS 的相对位置实现距离排序机制。为了深入评估多用户通信系统性能,研究采用 Nakagami-*m* 衰落信道模型,推导得出了用户 OP 的闭式表达式,并给出了其在高信噪比条件下的渐近形式,同时分析了功率分配系数对用户性能的影响。

## 1 系统模型

ARIS 辅助 RSMA 系统模型如图 1 所示,单天线 BS 在 ARIS 的辅助下与 *K* 个用户进行 RSMA 通信。

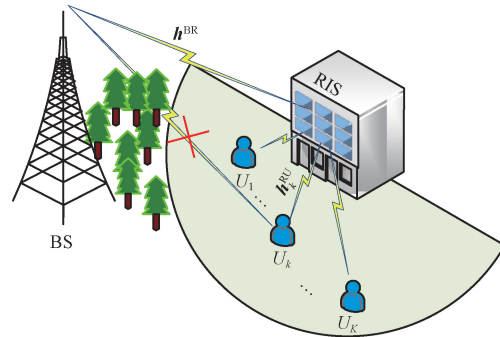


图 1 ARIS 辅助 RSMA 系统模型

Fig. 1 ARIS-assisted communication system with RSMA

假设 ARIS 由 *R* 个反射元件组成,所有用户均匀分布在以 ARIS 为中心、半径为  $d_R$  的半圆内。将 *K* 个用户到 ARIS 的距离按升序排序,表示为:  $d_1 < d_2 < \dots < d_k < \dots < d_K$ 。要在多用户场景中为每个用户实现完美相移,对于单个 ARIS 来说非常具有挑战性。在不失一般性的前提下,确保最远的用户即  $U_k$  获得最优相移,以减少距离带来的损耗。假设 RIS 部署在高度为 *h* 的建筑物顶部,则从 ARIS 到  $U_k$  距离的概率密度函数和累积分布函数分别为:

$$\tilde{f}(d_k) = \begin{cases} \frac{2d_k}{d_R^2}, & h < d_k < \sqrt{d_R^2 + h^2} \\ 0, & d_k \geq \sqrt{d_R^2 + h^2} \end{cases}, \quad (1)$$

$$\tilde{F}(d_k) = \begin{cases} \frac{\pi(d_k^2 - h^2)}{\pi d_R^2}, & h < d_k < \sqrt{d_R^2 + h^2} \\ 1, & d_k \geq \sqrt{d_R^2 + h^2} \end{cases}. \quad (2)$$

考虑到距离的排序,从 ARIS 到  $U_k$  距离排序的概率密度函数为<sup>[15]</sup>:

$$f(d_k) = A_k \tilde{f}(d_k) [\tilde{F}(d_k)]^{k-1} [1 - \tilde{F}(d_k)]^{K-k}, \quad (3)$$

式中:  $A_k = \frac{K!}{(k-1)! (K-k)!}$ 。

用  $\mathbf{h}^{\text{BR}} = [h_1^{\text{BR}} h_2^{\text{BR}} \dots h_i^{\text{BR}} \dots h_R^{\text{BR}}]^T$  和  $\mathbf{h}_k^{\text{RU}} = [h_{k,1}^{\text{RU}} h_{k,2}^{\text{RU}} \dots h_{k,i}^{\text{RU}} \dots h_{k,R}^{\text{RU}}]^T$  表示从 BS 到 ARIS 以及从 ARIS 到用户  $k$  ( $1 \leq k \leq K$ ) 的小尺度衰落。假设每条链路都遵循 Nakagami- $m$  分布, 即  $h_i^{\text{BR}} \sim \text{Nakagami}(m_1, \Omega_1)$ 、 $h_{k,i}^{\text{RU}} \sim \text{Nakagami}(m_2, \Omega_2)$ , 其中  $m$  和  $\Omega$  分别表示扩散参数和衰落参数。假设  $\Phi = a\Theta$  为 ARIS 反射矩阵,  $a$  和  $\Theta = \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_R})$  分别表示反射放大系数和相移矩阵。

同时, 从 BS 到 ARIS 以及从 ARIS 到用户  $U_k$  的路径损耗可表示为  $\xi_{\text{BR}} = C_{\text{BR}} d_{\text{BR}}^{-\delta}$  和  $\xi_{\text{RU},k} = C_{\text{RU}} d_k^{-\delta}$ , 其中  $C_{\text{BR}}$ 、 $C_{\text{RU}}$  分别表示从 BS 到 ARIS 和从 ARIS 到  $U_k$  的单位距离路径损耗,  $d_{\text{BR}}$  表示从 BS 到 ARIS 的距离,  $\delta$  表示路径损耗指数。因此,  $U_k$  的等效信道模型为:

$$h_k = \sqrt{\xi_{\text{BR}} \xi_{\text{RU},k}} \mathbf{h}^{\text{BR}} \Phi \mathbf{h}_k^{\text{RU}}. \quad (4)$$

在所考虑的系统中, BS 将每个用户的信息分为公共和私有。BS 在一个时隙内传输的信息表示为  $x = \sqrt{P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}}} w_c x_c + \sum_{k=1}^K \sqrt{P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}}} w_k x_k$ , 其中  $P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}}$ 、 $x_c$ 、 $x_k$  分别表示 BS 发射功率、公共信息、 $U_k$  的私有信息,  $w_c$  和  $w_k$  分别表示公共信息和私有信息的功率分配系数。因此,  $U_k$  接收到的信号表示为:

$$y_k = h_k x + n_k, \quad (5)$$

式中:  $n_k = \xi_{\text{RU},k} (\mathbf{h}_k^{\text{RU}})^H \Phi \mathbf{v} + z_k$ , 包含 ARIS 引入的热噪声  $\mathbf{v} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_N, \sigma_1^2 \mathbf{I}_N)$  和加性高斯白噪声  $z_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_2^2)$ , 其中  $\mathcal{CN}(\cdot, \cdot)$ 、 $\mathbf{I}_N$  和  $\sigma_i^2$  ( $i=1,2$ ) 分别表示复高斯分布、单位矩阵和噪声方差。

用户的解码顺序为: 每个用户通过将其他用户的私有信息视为干扰来解码公有信息, 在第  $k$  个用户处, 将接收到的其他用户的私有信息视为干扰。因此,  $U_k$  接收到的公共信息的信干噪比 (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR) 为:

$$\gamma_{c,k} = \frac{P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}} w_c |h_k|^2}{P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}} |h_k|^2 \sum_{i \in K} w_i + \sigma_k^2}. \quad (6)$$

$U_k$  接收到的私有信息的 SINR 为:

$$\gamma_{p,k} = \frac{P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}} w_k |h_k|^2}{P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}} |h_k|^2 \sum_{i \in K, i \neq k} w_i + \sigma_k^2}, \quad (7)$$

式中:  $\sigma_k^2 = \|(\mathbf{h}_k^{\text{RU}})^H \Phi\|^2 \xi_{\text{RU},k} \sigma_1^2 + \sigma_2^2$ 。为了便于分析, 可以计算  $\|(\mathbf{h}_k^{\text{RU}})^H \Phi\|^2 \xi_{\text{RU},k}$  的期望值<sup>[16]</sup>。

## 2 性能分析

### 2.1 OP 分析

假设  $\gamma_{\text{th},c}$  和  $\gamma_{\text{th},p}$  分别为公有信息和私有信息的 SINR 阈值。 $U_k$  的 OP 为:

$$P_k = Pr(\gamma_{c,k} \leq \gamma_{\text{th},c}) + Pr(\gamma_{p,k} \leq \gamma_{\text{th},p}) - Pr(\gamma_{c,k} \leq \gamma_{\text{th},c}, \gamma_{p,k} \leq \gamma_{\text{th},p}), \quad (8)$$

式中:  $\gamma_{c,k} \leq \gamma_{\text{th},c}$  可以转变为  $|g_k|^2 \leq B_{c,k} d_k^\delta$ , 其中  $B_{c,k} = \frac{\gamma_{\text{th},c} \sigma_k^2}{P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}} \xi_{\text{BR}} C_{\text{RU}} a^2 (w_c - \gamma_{\text{th},c} \sum_{i \in K} w_i)}$ ,  $g_k = \mathbf{h}^{\text{BR}} \Theta \mathbf{h}_k^{\text{RU}}$ 。

类似的,  $\gamma_{p,k} \leq \gamma_{\text{th},p}$  可以转变为  $|g_k|^2 \leq B_{p,k} d_k^\delta$ , 其中  $B_{p,k} = \frac{\gamma_{\text{th},p} \sigma_k^2}{P_{\text{BS}}^{\text{ARIS}} \xi_{\text{BR}} C_{\text{RU}} a^2 (w_k - \gamma_{\text{th},p} \sum_{i \in K, i \neq k} w_i)}$ 。因此,

式(8)可重写为:

$$P_k = F(|g_k|^2 \leq B_{c,k} d_k^\delta) + F(|g_k|^2 \leq B_{p,k} d_k^\delta) - F(|g_k|^2 \leq \min(B_{c,k} d_k^\delta, B_{p,k} d_k^\delta)) = F(|g_k|^2 \leq \max(B_{c,k} d_k^\delta, B_{p,k} d_k^\delta)). \quad (9)$$

$g_k$  重写为:

$$g_k = \sum_{i=1}^R |h_i^{\text{BR}}| |h_{k,i}^{\text{RU}}| e^{j\varphi_{k,i}}, \quad (10)$$

式中: 当  $k=K$  时,  $\varphi_{K,i} = 0$ ; 当  $k \neq K$  时,  $\varphi_{k,i} = \angle h_{k,i}^{\text{RU}} - \angle h_{K,i}^{\text{RU}}$ 。对于 Nakagami- $m$  信道, 相位服从均匀分布, 因此可以得到  $\varphi_{k,i}$  在  $k \neq K$  时的概率密度函数为:

$$f(\varphi) = \begin{cases} \frac{\varphi}{4\pi^2} + \frac{1}{2\pi}, & -2\pi < \varphi < 0 \\ -\frac{\varphi}{4\pi^2} + \frac{1}{2\pi}, & 0 < \varphi < 2\pi \\ 0, & \text{else} \end{cases}. \quad (11)$$

为推导 OP 的闭式表达式, 使用矩匹配方法分

析  $X_k = \left| \sum_{i=1}^R |h_i^{\text{BR}}| |h_{k,i}^{\text{RU}}| e^{j\varphi_{k,i}} \right|^2$  的分布。矩匹配方法是一种通过调整模型参数使理论分布的矩 (如均值、方差等) 与目标分布或样本数据的对应矩保持一致, 以实现参数估计、模型校准或分布对齐的统计技术。将  $X_k$  近似为伽玛分布, 计算其一阶矩和二阶矩, 将其与伽玛分布的均值  $\frac{\alpha_k}{\beta_k}$  和方差  $\frac{\alpha_k}{\beta_k^2}$  联合求解从而实现用伽玛分布对  $X_k$  的统计等效建模。计算其形状参数  $\alpha_k$  和速率参数  $\beta_k$  为:

$$\alpha_k = \frac{E[X_k]^2}{E[X_k^2] - E[X_k]^2}, \beta_k = \frac{E[X_k]}{E[X_k^2] - E[X_k]^2}. \quad (12)$$

根据文献[17],  $X_k$  的均值和均方值计算为:

$$E[X_k] = E \left[ \sum_{i=1}^R |\zeta_i|^2 + \sum_{i=1}^R \sum_{j=1, j \neq i}^R |\zeta_i| |\zeta_j| \cos(\varphi_i - \varphi_j) \right], \quad (13)$$

$$\begin{aligned} E[X_k^2] = & E \left[ \sum_{i=1}^R |\zeta_i|^4 \right] + 2E \left[ \sum_{i=1}^R \sum_{j=1, j \neq i}^R |\zeta_i|^2 |\zeta_j|^2 \cdot \right. \\ & \left. \cos^2(\varphi_i - \varphi_j) \right] + E \left[ \sum_{i=1}^R \sum_{j=1, j \neq i}^R |\zeta_i|^2 |\zeta_j|^2 \right] + \\ & 4E \left[ \sum_{i=1}^R \sum_{j=1, j \neq i}^R |\zeta_i|^3 |\zeta_j| \cos(\varphi_i - \varphi_j) \right] + \\ & 2E \left[ \sum_{i=1}^R \sum_{j=1, j \neq i}^R \sum_{l=1, l \neq j \neq i}^R |\zeta_i|^2 |\zeta_j| |\zeta_l| \cos(\varphi_j - \varphi_l) \right] + \\ & 4E \left[ \sum_{i=1}^R \sum_{j=1, j \neq i}^R \sum_{l=1, l \neq j \neq i}^R |\zeta_i|^2 |\zeta_j| |\zeta_l| \cos(\varphi_i - \varphi_j) \cdot \right. \\ & \left. \cos(\varphi_i - \varphi_l) \right] + E \left[ \sum_{i=1}^R \sum_{j=1, j \neq i}^R \sum_{l=1, l \neq j \neq i}^R \sum_{m=1, m \neq l \neq j \neq i}^R |\zeta_i| |\zeta_j| \cdot \right. \\ & \left. |\zeta_l| |\zeta_m| \cos(\varphi_i - \varphi_j) \cos(\varphi_l - \varphi_m) \right], \quad (14) \end{aligned}$$

式中:  $|\zeta_i| = |h_i^{\text{BR}}| |h_{k,i}^{\text{RU}}|$ 。对于 Nakagami- $m$  信道, 假设  $h_i^s \sim \text{Nakagami}(m, \Omega)$ ,  $s \in \{\text{RU}, \text{BR}\}$ , 可得:

$$\begin{aligned} E[X_k^2] = & R \frac{m_1+1}{m_1} \Omega_1^2 \frac{m_2+1}{m_2} \Omega_2^2 + 3R(R-1) \Omega_1^2 \Omega_2^2 + 4R(R-1) \left( \frac{\Gamma(m_1 + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_1)} \left( \frac{\Omega_1}{m_1} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \left( \frac{\Gamma(m_2 + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_2)} \left( \frac{\Omega_2}{m_2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \left( \frac{\Gamma(m_1 + \frac{3}{2})}{\Gamma(m_1)} \right) \cdot \\ & \left( \frac{\Omega_1}{m_1} \right)^{\frac{3}{2}} \left( \frac{\Gamma(m_2 + \frac{3}{2})}{\Gamma(m_2)} \left( \frac{\Omega_2}{m_2} \right)^{\frac{3}{2}} \right) + 6R(R-1)(R-2) \Omega_1 \Omega_2 \left( \frac{\Gamma(m_1 + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_1)} \left( \frac{\Omega_1}{m_1} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \left( \frac{\Gamma(m_2 + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_2)} \left( \frac{\Omega_2}{m_2} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + R \cdot \\ & (R-1)(R-2)(R-3) \left( \frac{\Gamma(m_1 + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_1)} \left( \frac{\Omega_1}{m_1} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^4 \left( \frac{\Gamma(m_2 + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_2)} \left( \frac{\Omega_2}{m_2} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^4. \quad (18) \end{aligned}$$

将式(16)~式(18)代入式(12)可以得到  $X_k$  的  $\alpha_k$  和  $\beta_k$ , 相应的概率密度函数为  $F(\alpha_k, \beta_k X) = \frac{\gamma(\alpha_k, \beta_k X)}{\Gamma(\alpha_k)}$ , 其中  $\gamma(\alpha_k, \beta_k X)$  和  $\Gamma(\alpha_k)$  分别表示下不完全伽玛函数和伽玛函数。因此, 代入  $f_{d_k}$ ,  $U_k$  的 OP 表示为:

$$P_k = \Pr(X_k \leq B_k d_k^\delta) = \int_h^{\sqrt{h^2 + d_k^2}} f_{d_k}(t_k) F(\alpha_k, \beta_k B_k t_k^\delta) dt_k, \quad (19)$$

式中:  $B_k = \max(B_{c,k}, B_{p,k})$ ,  $f_{d_k}(\cdot)$  如式(3)所示。

$$\begin{cases} E[(h_i^s)] = \frac{\Gamma(m + \frac{1}{2})}{\Gamma(m)} \left( \frac{\Omega}{m} \right)^{\frac{1}{2}} \\ E[(h_i^s)^2] = \Omega \\ E[(h_i^s)^3] = \frac{\Gamma(m + \frac{3}{2})}{\Gamma(m)} \left( \frac{\Omega}{m} \right)^{\frac{3}{2}} \\ E[(h_i^s)^4] = \frac{m+1}{m} \Omega^2 \end{cases} \quad (15)$$

基于上述统计分析, 当  $k \neq K$  时, 式(13)和式(14)可进一步简化为:

$$E[X_k] = R \Omega_1 \Omega_2, \quad E[X_k^2] = R \frac{m_1+1}{m_1} \Omega_1^2 \frac{m_2+1}{m_2} \Omega_2^2 + 2R(R-1) \Omega_1^2 \Omega_2^2. \quad (16)$$

当  $k = K$  时, 计算得到  $X_K$  的均值和均方值的解析:

$$\begin{aligned} E[X_K] = & R \Omega_1 \Omega_2 + R(R-1) \left( \frac{\Gamma(m_1 + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_1)} \left( \frac{\Omega_1}{m_1} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 \cdot \\ & \left( \frac{\Gamma(m_2 + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_2)} \left( \frac{\Omega_2}{m_2} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2, \quad (17) \end{aligned}$$

利用高斯-切比雪夫积分公式, 可以得到式(19)的闭式表达为:

$$\begin{aligned} P_k = & \frac{1}{\tau} \int_{-1}^1 f_{d_k} \left( \frac{t - \varepsilon}{\tau} \right) F_X \left( \alpha_k, \beta_k B_k \left( \frac{t - \varepsilon}{\tau} \right)^\delta \right) dt = \\ & \frac{\pi}{\tau N} \sum_{n=1}^N \sqrt{1 - t_n} f_{d_k} \left( \frac{t_n - \varepsilon}{\tau} \right) F_X \left( \alpha_k, \beta_k B_k \left( \frac{t_n - \varepsilon}{\tau} \right)^\delta \right), \quad (20) \end{aligned}$$

式中:  $\tau = \frac{2}{\sqrt{d_R^2 + h^2} - h}$ ,  $\varepsilon = 1 - \tau \sqrt{d_R^2 + h^2}$ ,  $t_n =$

$\cos\left(\frac{2n-1}{2N}\pi\right)$ ,  $N$  为复杂度-精度折中项数。

因此,将不同用户的  $\alpha_k$  和  $\beta_k$  代入式(20),可以得到所有用户的  $P_k$ ,推导在  $w_k = \frac{1-w_c}{K}$  下用户的 OP 最小化的功率分配  $w_c$ 。

假设  $w_k = \frac{1-w_c}{K}$ ,观察式(19),  $w_c$  包含在  $B_k$  中,式(19)对  $B_k$  求偏导,即可得到:

$$\frac{\partial P_k}{\partial B_k} = \int_h^{\sqrt{h^2+d_R^2}} f_{d_k}(t_k) \frac{\partial F(\alpha_k, \beta_k B_k t_k^\delta)}{\partial B_k} dt_k, \quad (21)$$

式中:  $\frac{\partial F(\alpha_k, \beta_k B_k t_k^\delta)}{\partial B_k} = \frac{1}{\Gamma(\alpha_k)} \beta_k t_k^\delta e^{-\beta_k B_k t_k^\delta} \cdot (\beta_k B_k t_k^\delta)^{\alpha_k-1}$ ,

显而易见,  $\frac{\partial F(\alpha_k, \beta_k B_k t_k^\delta)}{\partial B_k} > 0$ ,可得  $\frac{\partial P_k}{\partial B_k} > 0$ ,即  $P_k$  和  $B_k$  正相关。为获得  $P_k$  的最小值,需要在指定的  $w_c$  范围内求得  $B_k$  的最小值。将  $w_k = \frac{1-w_c}{K}$  代入  $B_{p,k}$  中,即  $B_k$  为:

$$B_k = \begin{cases} \frac{D_k \gamma_{th,c}}{(1+\gamma_{th,c})w_c - \gamma_{th,c}}, w_c < A_1 \\ \frac{D_k \gamma_{th,p}}{\Lambda_2 w_c - \Lambda_2}, w_c > A_1 \end{cases}, \quad (22)$$

式中:  $A_1 = \frac{\gamma_{th,c}(1+\gamma_{th,p})}{K\gamma_{th,p} + \gamma_{th,c}(1+\gamma_{th,p})}$ ,  $D_k = \frac{\sigma_k^2}{P_{BS}^{ARIS} \xi_{BR} C_{RU} a^2}$ ,

$$A_2 = \gamma_{th,p} - \frac{1+\gamma_{th,p}}{K}。$$

根据  $B_k > 0$ ,可以得出  $A_2 < 0$ 。因此,  $B_k$  对  $w_c$  求偏导可得:

$$\frac{\partial B_k}{\partial w_c} = \begin{cases} -\frac{D_k \gamma_{th,c}(1+\gamma_{th,c})}{((1+\gamma_{th,c})w_c - \gamma_{th,c})^2} < 0, w_c < A_1 \\ -\frac{D_k \gamma_{th,p}}{\Lambda_2 (w_c - 1)^2} > 0, w_c > A_1 \end{cases}。 \quad (23)$$

由式(23)可知,  $B_k$  在  $w_c = A_1$  时达到最小值,即  $P_k$  在  $w_c = A_1$  时会有最小值。

用户 OP 取得最小值的  $w_c$  为:

$$w_c = \frac{\gamma_{th,c}(1+\gamma_{th,p})}{K\gamma_{th,p} + \gamma_{th,c}(1+\gamma_{th,p})}。 \quad (24)$$

### 2.2 渐近 OP 分析

对高 SNR 下的渐近 OP 进行分析,并在此基础上获得分集阶数。当  $P_{BS}^{ARIS} \rightarrow \infty$  时,  $B_k \rightarrow 0$ ,式(19)中  $F(\alpha_k, \beta_k B_k t_k^\delta)$  展开为:

$$F(\alpha_k, \beta_k B_k t_k^\delta) = \frac{1}{\Gamma(\alpha_k)} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{\alpha_k + i} (\beta_k B_k t_k^\delta)^{\alpha_k+i}。 \quad (25)$$

将式(25)展开式的第一项代入式(19),可以得到第  $k$  个用户的渐近 OP 为:

$$P_k^{asy} \approx \frac{(\beta_k B_k)^{\alpha_k}}{(\alpha_k)!} \int_h^{\sqrt{h^2+d_R^2}} f_{d_k}(t_k) t_k^{\delta \alpha_k} dt_k = 2A_k \frac{(\beta_k B_k)^{\alpha_k}}{(\alpha_k)!} \sum_{n=0}^{K-k} (-1)^n \cdot \frac{\binom{K-k}{n}}{(d_R)^{n+k}} \sum_{m=0}^{n+k-1} \binom{n+k-1}{m} (-h^2)^{n+k-1-m} \cdot \int_h^{\sqrt{h^2+d_R^2}} t_k^{2m+1+\delta \alpha_k} dt_k = 2A_k \frac{\beta_k^{\alpha_k} B_k^{\alpha_k}}{\alpha_k!} \sum_{n=0}^{K-k} (-1)^n \cdot \frac{\binom{K-k}{n}}{(d_R)^{n+k}} \sum_{m=0}^{n+k-1} \binom{n+k-1}{m} (-h^2)^{n+k-1-m} \cdot \frac{(h^2+d_R^2)^{\frac{2m+2+\alpha_k \delta}{2}} - h^{2m+2+\alpha_k \delta}}{2m+2+\alpha_k \delta}。 \quad (26)$$

此外,由式(26)的渐近 OP 可得分集阶数为

$$D_k = -\lim_{P_{BS}^{ARIS} \rightarrow \infty} \frac{\text{lb}(P_k^{asy})}{\text{lb}(P_{BS}^{ARIS})} = \alpha_k。$$

### 3 仿真结果

本节通过蒙特卡罗仿真验证分析结果,仿真参数<sup>[18]</sup>设置为:  $R=20$ ,  $K=4$ ,  $m_1=m_2=2.5$ ,  $\Omega_1=\Omega_2=1$ ,  $\gamma_{th,c}=\gamma_{th,p}=-10$  dB,  $\sigma_1^2=\sigma_2^2=-80$  dBm,  $C_{BR}=C_{RU}=10^{-3}$ ,  $\delta=2$ ,  $a=\sqrt{10}$ 。此外,本文需考虑 ARIS 与 PRIS 总功率的差别。在 ARIS 中,  $P=P_{BS}^{ARIS}+P_{RIS}^{ARIS}+R(P_{SW}+P_{DC})$ ,其中  $P_{RIS}^{ARIS}=\xi_{RU,k} a^2 P_{BS}^{ARIS} \cdot \|(\mathbf{h}_k^{RU})^H \boldsymbol{\Theta}\|^2 + a^2 \|\boldsymbol{\Theta}\|^2 \sigma_1^2$ ,  $P_{SW}=-10$  dBm 为 RIS 中控制电路和相移开关时消耗的功率,  $P_{DC}=-5$  dBm 为直流偏置功率;在 PRIS 中,  $P=P_{BS}^{ARIS}+RP_{SW}^{[18]}$ 。为了公平评估,ARIS 和 PRIS 系统的总功耗预算被设定为相等。在以下仿真图中,asy 表示渐近 OP, sim 表示蒙特卡罗仿真,ana 表示分析结果。

图 2 为总功率和分布区域半径对 OP 的影响,其中  $w_c=0.2$ ,  $w_k = \frac{1-w_c}{K}$ 。用户  $K$  的 OP 明显低于

其他用户,这是因为最优相移可以最大程度地减小不同用户之间的干扰。最优相移用户在 OP 达到  $10^{-5}$  时,相较于其他用户功率消耗减少了 53 dBm。此外,渐近曲线与精确曲线非常接近,证明了式(26)的正确性。对于更靠近 RIS 的用户,OP 更小,且对于非最优相移的用户,在发射功率超过 50 dBm 时,ARIS 的 OP 相较于 PRIS 降低了 58%。分布区域半径增大,OP 性能明显下降。

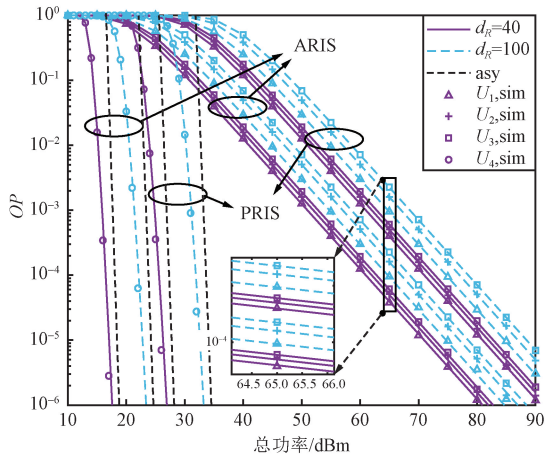


图 2 不同距离下 OP 与总功率的关系

Fig. 2 OP versus total power for different distances

由于  $U_k$  的 OP 很小,远优于其他用户的性能,图 3 显示了除  $U_k$  外,  $w_c$  对其余用户 OP 的影响,总功率  $P = 40$  dBm,  $\gamma_{th,c} = -10$  dB。当  $\gamma_{th,p}$  分别设置为  $-10$  dB 和  $-13$  dB 时,实现最小 OP 的  $w_c$  分别约等于 0.22 和 0.34。从图 3 可以看出,无论是 ARIS 还是 PRIS,  $w_c$  都与最小值点一致,验证了式 (24) 的正确性。

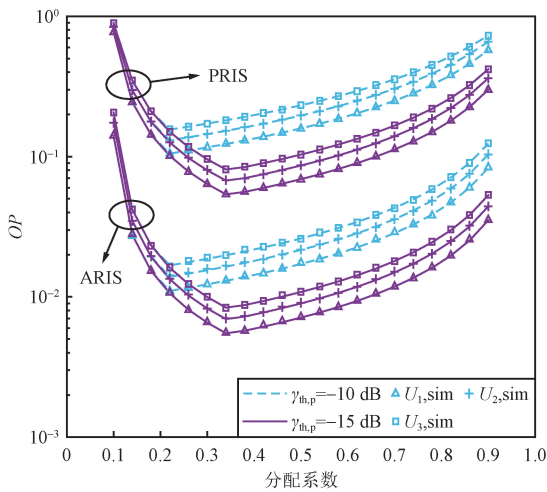


图 3 OP 与功率分配系数的关系

Fig. 3 OP versus power allocation factor

图 4 描绘了用户 OP 的三维等高线图,其中以  $w_c$  和  $w_k$  为变量,  $w_k = \frac{(1-w_c-w_k)}{(K-1)}$ , ( $k \neq K$ )。根据观察,OP 随功率分配系数的变化呈现波动性。这一现象的产生源于 OP 表达式中的  $B_k$  为  $w_c$  和  $w_k$  的分段函数,不同的取值组合可能导致相同的 OP 结果。

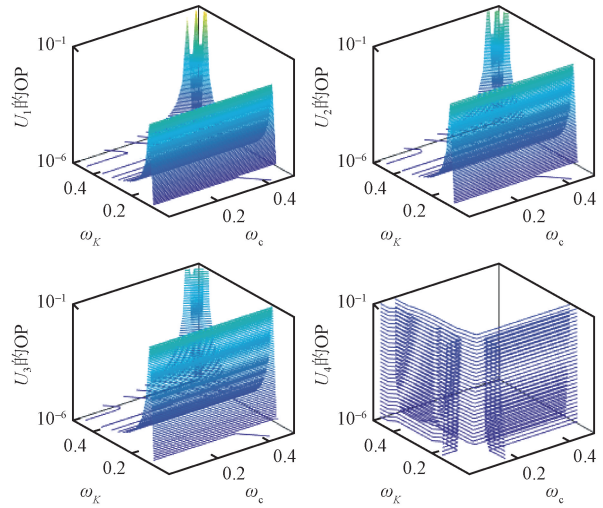


图 4  $w_c$  和  $w_k$  联合变化下不同用户的 OP

Fig. 4 OP for different users under joint  $w_c$  and  $w_k$  variations

由图 4 可以看出,当  $U_4$  的  $w_k$  越大时,其 OP 越小,但是对于其他用户而言,此时的 OP 并不是最优的,说明使所有用户均达到最优 OP 的功率分配系数难以调和,但可从系统整体性能最优的角度加以优化。

图 5 显示了在总功率  $P = 25$  dBm 和  $\gamma_{th,c} = \gamma_{th,p} = -30$  dB 条件下,除 ARIS 和 PRIS 的  $U_k$  外,其余用户的 OP 随  $R$  的变化情况。可以看出,随着  $R$  的增加,ARIS 下的 OP 会减小,然后逐渐增大。相反,在 PRIS 条件下,OP 会随着  $R$  的增加而持续降低。因此,当  $R$  超过 230 时,PRIS 系统的性能超过 ARIS 系统。这是由于 ARIS 元素数量的增加导致功耗增加,使得分配给 BS 的功率减少。

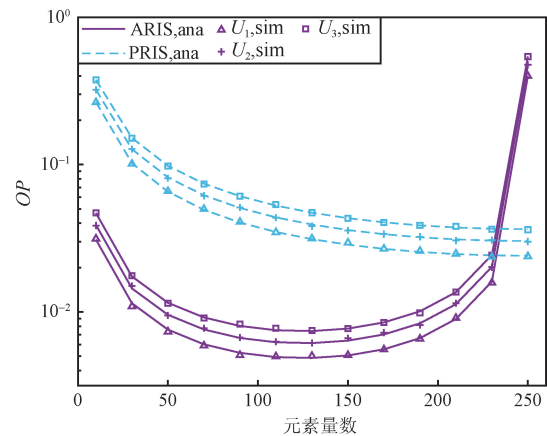


图 5 OP 与元素数量的关系 ( $P=25$  dBm)

Fig. 5 OP versus the number of elements with ( $P=25$  dBm)

图 6 描述了不同参数设置下所有用户的 OP,其中  $a^2$  为 5、10,  $w_k$  为 0.08、0.2,因此  $w_c = w_k = \frac{1-w_k}{K}$ , ( $k \neq K$ )。

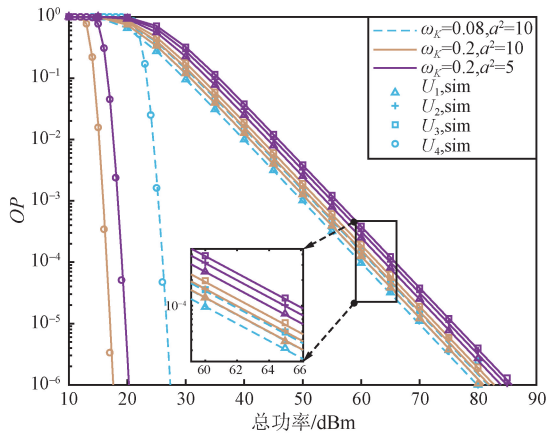


图 6 不同  $w_k$  和  $a^2$  的 OP 与总功率的关系

Fig. 6 OP versus total power for different  $w_k$  and  $a^2$

观察图 6 可得,较小的  $w_k$  会使  $U_k$  的性能变差,但其他用户的性能会得到提升。表明在一定程度上调整  $U_k$  的功率系数可以平衡系统性能。此外,ARIS 放大系数  $a^2$  的增加有利于提高系统性能,但会牺牲 ARIS 的功耗。

图 7 以 3 个用户为例仿真了 RSMA 在 ARIS 辅助下与 NOMA 的对比,可以看出,ARIS 辅助下的系统优于 PRIS 辅助下的 RSMA 系统。通过相应用户的 OP 对比可见,ARIS 辅助下的 RSMA 中断性能总体上优于 NOMA 用户。

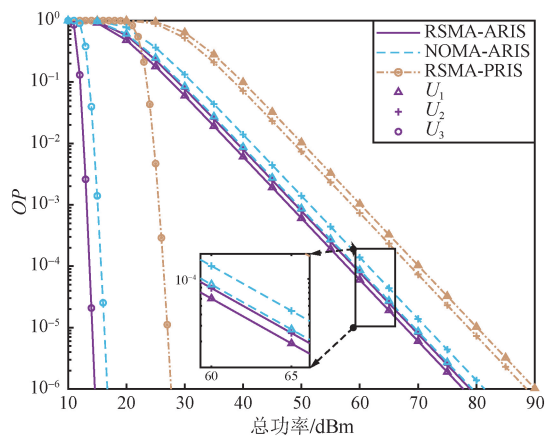


图 7 RSMA 和 NOMA 的 OP 对比

Fig. 7 Comparison of OP between RSMA and NOMA

## 4 结束语

本文考虑了随机分布用户的城市室外热点应用场景,研究了 Nakagami- $m$  衰落信道下,ARIS 辅助的 RSMA 系统的多用户中断性能。具体来说,在 ARIS 的最优相移匹配最远用户的前提下,推导出了用户端的 OP 表达式。仿真结果表明,具有最优相移的最远用户的 OP 显著优于其他 RSMA 用户。此外,在相同功率预算和反射元件数量适中的情况下,与 PRIS 辅助 RSMA 系统相比,ARIS 可获得更好的中断性能。仿真还揭示了用户分布半径和功率分配系数对系统性能的主要影响,用户分布半径的增加会导致系统中断性能下降;推导并验证在均分私有信息功率下的公有信息功率分配系数的最优取值能够使 OP 达到最小值,且通过仿真观察了公有信息和最远用户的私有信息分配功率系数对中断性能的综合影响。

在功率分配参数分析中,公共用户参数的推导严格依赖于预设的私有用户参数约束(即私有用户功率分配系数相等),这种单向依赖关系可能导致参数优化空间的受限。未来的研究将着重于优化功率分配策略,并探讨如何平衡不同用户间的性能表现。

## 参考文献

- [1] 李廉林,戴凌龙,崔铁军. 面向 6G 的信息超材料和可重构智能表面通信与感知技术[J]. 无线电通信技术, 2024, 50(2): 219-223.
- [2] 徐勇军,鲁承壮,陈前斌. 可重构智能表面辅助通信系统网络架构演进综述[J]. 无线电通信技术, 2024, 50(2): 294-302.
- [3] LV W G, BAI J L, YAN Q L, et al. RIS-assisted Green Secure Communications: Active RIS or Passive RIS? [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(2): 237-241.
- [4] RAO J H, ZHANG Y J, TANG S W, et al. An Active Reconfigurable Intelligent Surface Utilizing Phase-reconfigurable Reflection Amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2023, 71(7): 3189-3202.
- [5] 周围,黎飞雨,余明明,等. 有源 RIS 辅助速率分割多址系统的资源分配方案[J]. 电讯技术, 2024, 64(10): 1628-1635.
- [6] 杨小龙,王鸿. 有源 RIS 辅助的上行 NOMA 系统和速率最大化研究[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2023, 43(2): 46-52.
- [7] ZHANG Z J, DAI L L, CHEN X B, et al. Active RIS vs. Passive RIS: Which Will Prevail in 6G? [J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(3): 1707-1725.

- [8] SONG M Q, YUE X W, OUYANG C J, et al. Outage Performance of Active RIS in NOMA Networks over Nakagami- $m$  Fading Channels [C] // 2023 IEEE 98th Vehicular Technology Conference (VTC2023-Fall). Hong Kong: IEEE, 2023: 1-6.
- [9] MAO Y J, DIZDAR O, CLERCKX B, et al. Rate-splitting Multiple Access: Fundamentals, Survey, and Future Research Trends [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(4): 2073-2126.
- [10] BANSAL A, SINGH K, CLERCKX B, et al. Rate-splitting Multiple Access for Intelligent Reflecting Surface Aided Multi-user Communications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(9): 9217-9229.
- [11] LI X H, WANG T, TONG H N, et al. Sum-rate Maximization for Active RIS-aided Downlink RSMA System [C] // IEEE INFOCOM 2023 - IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPs). Hoboken: IEEE, 2023: 1-6.
- [12] NIU H H, LIN Z, AN K, et al. Active RIS Assisted Rate-Splitting Multiple Access Network: Spectral and Energy Efficiency Tradeoff [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(5): 1452-1467.
- [13] ZHANG C, YI W Q, LIU Y W, et al. NOMA for Multi-cell RIS Networks: A Stochastic Geometry Model [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(8): 10398-10413.
- [14] WANG T X, CHEN G J, BADIU M A, et al. Performance Analysis of RIS-assisted Large-scale Wireless Networks Using Stochastic Geometry [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(11): 7438-7451.
- [15] LI S Y, BARIAH L, MUHAIDAT S, et al. SWIPT-enabled Cooperative NOMA with  $m$ th Best Relay Selection [J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020, 1: 1798-1807.
- [16] ANOKYE P, SHIN S, THEODORE W, et al. Active Reconfigurable Intelligent Surface-assisted Cell-free Massive MIMO [C] // 2023 VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS). Tainan: IEEE, 2023: 1-5.
- [17] REN H, WANG K Z, PAN C H. Intelligent Reflecting Surface-aided URLLC in a Factory Automation Scenario [J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(1): 707-723.
- [18] ZHI K D, PAN C H, REN H, et al. Active RIS Versus Passive RIS: Which is Superior with the Same Power Budget? [J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(5): 1150-1154.

作者简介:

张亚宾 男,(1998—),硕士研究生。主要研究方向:智能反射面辅助通信。

(\* 通信作者)李素月 女,(1980—),博士,教授。主要研究方向:智能表面辅助通信、通感一体化、无人机通信、AI 智能通信技术。

徐勇军 男,(1986—),博士,教授,博士生导师。主要研究方向:智能反射面、反向散射通信、资源分配等。