文章编号:1671-6833(2026)04-0080-09

ARIS 辅助多天线 RSMA 系统中断分析与优化

李素月, 李 娟, 张亚宾, 王安红

(太原科技大学 电子信息工程学院,山西 太原 030024)

摘 要:针对多天线多用户场景下的有源可重构智能超表面(ARIS)辅助速率分拆多址接入(RSMA)通信系统,提出了一种结合基站端天线选择与用户端合并技术的传输框架。分别基于选择合并(SC)和最大比合并(MRC),推导了用户级联信道的统计特性,并建立了相应的中断概率分析模型,进而导出了多天线多用户场景下的中断概率表达式。在此基础上,以最小化系统中断概率为目标,构建了两类合并技术下的功率优化问题,并利用差分进化(DE)算法对 RSMA 功率分配进行求解。仿真结果表明:用户端多天线配置及合理的天线选择策略能够显著降低系统中断概率,验证了 ARIS-RSMA 系统在复杂场景下的性能优势与鲁棒性。

关键词:天线选择; 有源可重构智能超表面; 速率分拆多址接入; 选择合并; 最大比合并

中图分类号:TN929.5;TP301 **文献标志码**:A **doi**:10.13705/j.issn.1671-6833.2026.04.008

为了提升 6G 通信能效并实现智能化控制,通信系统设计正由单一信道增强转向主动重构无线传播环境[1]。可重构智能超表面(reconfigurable intelligent surface,RIS)凭借可编程特性及信道增强能力,被视为 6G 关键候选技术[2]。通过调节射元件相位响应实现定向反射、波束赋形、信道重构与路径优化。但传统无源 RIS(passive RIS,PRIS)易受乘性衰落影响,导致信号增益受限[3]。为此,研究者提出有源 RIS(active RIS,ARIS)架构,通过在反射元件中集成低功耗放大器,有效缓解级联信道增益受限问题,显著提升远距离通信信号质量与覆盖范围[4]。研究表明,ARIS 在容量、噪声控制及能效方面优于 PRIS[3]。

在未来超密集无线网络与工业物联网等典型场景中,终端与基站(base station,BS)间的直视链路常因遮挡或严重衰落而难以建立,从而限制通信性能。ARIS 凭借其信号放大与链路补偿能力,能够在受阻环境中有效恢复端到端传输质量[5-6]。将 ARIS 与多种前沿技术融合,不仅在频谱效率与能量效率权衡方面表现出显著优势,还在覆盖补偿、容量提升及网络可靠性增强等方面展现出广泛的应用潜力[7-8]。

速率分拆多址接入(rate-splitting multiple access,RSMA)作为新兴的非正交多址技术,通过将用户信号分解为公共与私有信息,并结合线性预编码和灵活解码策略,在多用户干扰管理中展现出卓越的鲁棒性和频谱效率[9]。相较于传统正交多址和非正交多址,RSMA 在信道状态信息不完美、用户分布不均等复杂场景下仍能提供可靠服务[10]。

将 ARIS 与 RSMA 相结合,既可利用 ARIS 优化信道环境以增强 RSMA 的干扰抑制能力,又可借助 RSMA 灵活的功率分配结构为 ARIS 反射控制提供更大的设计自由度,从而协同提升多用户系统的容量与可靠性[11-12]。Truong 等[13]基于深度强化学习研究了低分辨率量化条件下 ARIS-RSMA 系统的能效最大化问题。Uniyal 等[14]分析了搭载 ARIS 的无人机辅助 RSMA 系统在独立非同分布 Nakagami-m 信道下的中断概率(outage probability, OP)与系统总容量。Pala 等[15]探讨了多 RIS 辅助 RSMA 技术在有限块长约束下的移动宽带可靠低时延通信应用,并通过总吞吐量最大化验证其在低时延高可靠场景中的速率优势。Salem 等[16]研究了综合感知与通信的 ARIS-RSMA 系统

收稿日期:2026-02-11;**修订日期**:2026-03-15

基金项目:国家自然科学基金联合基金资助项目(U23A20314);山西省基础研究计划项目(202503021211181)

作者简介:李素月(1980—),女,河南扶沟人,太原科技大学教授,博士,主要从事 5G、6G 无线通信系统关键技术性能分析、通信信号处理方面的研究,E-mail:lsy@tyust.edu.cn。

引用本文:李素月,李娟,张亚宾,等. ARIS 辅助多天线 RSMA 系统中断分析与优化[J]. 郑州大学学报(工学版),2026,47(4):80-88. [Li Suyue, Li Juan, Zhang Yabin, et al. Outage analysis and optimization of ARIS-aided multi-antenna RSMA systems[J]. Journal of Zhengzhou University (Engineering Science),2026,47(4):80-88.]

物理层安全,通过联合优化传输与反射策略显著提升了保密性与感知性能。Kiem 等[17]提出融合 RSMA、ARIS 与短包通信的统一框架,并通过理论与仿真验证其在块错误率与平均可达速率方面优于 PRIS 方法。Zheng 等[18]进一步分析了 ARIS 辅助 RSMA 系统中混合自动重传请求协议的性能,推导了用户 OP 解析表达式。总体来看,现有研究为 ARIS-RSMA 系统提供了初步理论基础,但多聚焦于多天线 BS 单天线用户场景,缺乏对多天线环境下天线选择、接收合并及功率分配机制对中断性能影响的系统建模与分析。

鉴于此,本文针对多天线多用户场景构建 ARIS 辅助 RSMA 系统模型,研究天线选择及选择合并(selection combining,SC)和最大比合并(maximal ratio combining,MRC)两种合并技术下的用户 OP 表现,并以最小化系统中断概率(system outage probability,SOP)为目标,基于差分进化(differential evolution,DE)算法优化 RSMA 功率分配机制。通过理论推导与仿真验证,评估多天线配置与天线选择对系统鲁棒性与性能提升的影响,为高密度干扰环境下 ARIS-RSMA 系统设计提供理论依据与方法参考。

1　系统模型

在图 1 所示系统中,BS 配置 N_t 根天线,通过由 R 个反射元件组成的 ARIS 与 K 个多天线用户进行 RSMA 通信,每个用户配备 N_r 根接收天线,所有用户均匀分布在以 ARIS 为圆心、半径为 d 的半圆内,假设 K 个用户到 ARIS 的距离由远到近为 $d_K > \cdots > d_k > \cdots > d_1$[19]。

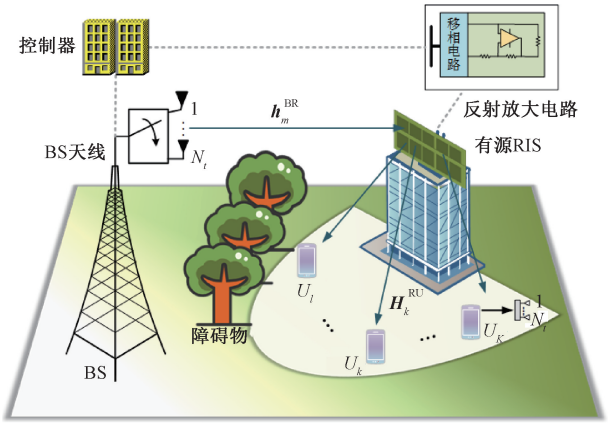


图 1　ARIS 辅助多天线用户通信系统模型

Figure 1　System model of ARIS-assisted multi-antenna users

ARIS 部署在高度为 h 的建筑物顶部,则从 ARIS 到用户 U_k 距离的概率密度函数(probability density function, PDF)和累计分布函数(cumulative distribution function, CDF)分别为

$$\tilde{f}(d_k)=\begin{cases}\dfrac{2d_k}{d_R^2},h<d_k<\sqrt{d_R^2+h^2};\\ 0,d_k\geqslant\sqrt{d_R^2+h^2}。\end{cases}\tag{1}$$

$$\tilde{F}(d_k)=\begin{cases}\dfrac{(d_k^2-h^2)}{d^2},h<d_k<\sqrt{d^2+h^2};\\ 1,d_k\geqslant\sqrt{d^2+h^2}。\end{cases}\tag{2}$$

ARIS 到 U_k 的距离排序的 PDF 可以表示为[20]

$$f(d_k)=A_k\tilde{f}(d_k)(\tilde{F}(d_k))^{k-1}(1-\tilde{F}(d_k))^{K-k}。\tag{3}$$

式中:$A_k=\dfrac{K!}{(k-1)!\,(K-k)!}$。

假设 BS 的第 $m(1\leqslant m\leqslant N_t)$ 根发射天线到 ARIS 的小尺度衰落为 $\boldsymbol{h}_m^{BR}=[h_{m,1}^{BR},\cdots,h_{m,r}^{BR},\cdots,h_{m,R}^{BR}]$,ARIS 到 U_k 的第 $n(1\leqslant n\leqslant N_r)$ 根接收天线的小尺度衰落为 $\boldsymbol{h}_{k,n}^{RU}=[h_{k,n,1}^{RU},\cdots,h_{k,n,r}^{RU},\cdots,h_{k,n,R}^{RU}]^{\mathrm{T}}$,所以 ARIS 到 U_k 处的小尺度衰落矩阵为 $\boldsymbol{H}_k^{RU}=[\boldsymbol{h}_{k,1}^{RU},\cdots,\boldsymbol{h}_{k,n}^{RU},\cdots,\boldsymbol{h}_{k,N_r}^{RU}]$。每条链路都遵循 Nakagami-$m$ 分布,ARIS 反射元件的放大系数相等且为 a,反射矩阵可以表示为 $\boldsymbol{\Phi}=a\boldsymbol{\Theta},\boldsymbol{\Theta}=\mathrm{diag}(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_1},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_R})$。从 BS 到 ARIS 以及从 ARIS 到 U_k 的路径损耗可表示为 $\xi_{BR}=C_{BR}d_{BR}^{-\delta}$ 和 $\xi_{RU,k}=C_{RU}d_k^{-\delta}$。其中,$C_{BR}$ 和 C_{RU} 分别为从 BS 到 ARIS 和从 ARIS 到 U_k 的单位距离路径损耗;d_{BR} 为从 BS 到 ARIS 的距离;δ 为路径损耗指数[19]。因此,从 BS 第 $m(1\leqslant m\leqslant N_t)$ 根天线到 U_k 处的级联信道为

$$h_{k,m,n}=\sqrt{\xi_{BR}\xi_{RU,k}}\boldsymbol{h}_m^{BR}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{k,n}^{RU}。\tag{4}$$

1.1　SC 接收

在 BS 端进行天线选择时,不失一般性的前提下,以 ARIS 最优辅助 U_k 为例,选择能最大化 U_k 级联信道增益的 BS 天线 $\hat{m}$ 与用户天线 $\hat{n}$[21]:

$$\hat{m},\hat{n}=\underset{\substack{1\leqslant m\leqslant N_t\\1\leqslant n\leqslant N_r}}{\mathrm{argmax}}\left|h_{k,m,n}\right|。\tag{5}$$

此时,U_k 的接收信号可表示为

$$y_k=\sqrt{P_{BS}^{ARIS}}h_{k,\hat{m},\hat{n}}x+n_{k,\hat{m},\hat{n}}。\tag{6}$$

式中:P_{BS}^{ARIS} 为 BS 的发射功率;x 为发射信息,$x=\sqrt{w_c}x_c+\sum_{k=1}^{K}\sqrt{w_k}x_k$,$x_c$ 和 x_k 分别为公共信息和 U_k 的私有信息,w_c 和 w_k 分别为公共信息和 U_k 私有信

息的功率分配系数[22]；$n_{k,\hat{m},\hat{n}}=\xi_{\mathrm{RU},k}(\boldsymbol{h}_{k,n}^{\mathrm{RU}})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{v}+z_k$，包含ARIS引入的热噪声和加性高斯白噪声，$\boldsymbol{v}\sim\mathrm{CN}(\boldsymbol{0}_N,\sigma_1^2\boldsymbol{I}_N)$，$z_k\sim\mathrm{CN}(0,\sigma_2^2)$，$\mathrm{CN}(\cdot,\cdot)$、$\boldsymbol{I}_N$分别为复高斯分布、单位矩阵，$\sigma_1^2$和$\sigma_2^2$均为噪声方差[19]。

此时U_k的公有信息和私有信息的SINR可以分别表示为

$$\gamma_{\mathrm{c},k}^{\mathrm{SC}}=\frac{P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}w_{\mathrm{c}}|h_{k,\hat{m},\hat{n}}|^2}{P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}|h_{k,\hat{m},\hat{n}}|^2\sum\limits_{i\in K}w_i+\sigma_k^2};\tag{7}$$

$$\gamma_{\mathrm{p},k}^{\mathrm{SC}}=\frac{P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}w_k|h_{k,\hat{m},\hat{n}}|^2}{P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}|h_{k,\hat{m},\hat{n}}|^2\sum\limits_{i\in K,i\neq k}w_i+\sigma_k^2}。\tag{8}$$

1.2 MRC接收

对于MRC接收方案，以BS选择辅助U_k为例选择某一根BS天线，所有用户进行MRC合并接收，此时U_k天线选择表示为

$$\hat{m}=\underset{1\leqslant m\leqslant N_t}{\operatorname{argmax}}\|\boldsymbol{h}_{k,\hat{m}}\|^2。\tag{9}$$

式中：$\boldsymbol{h}_{k,\hat{m}}=\sqrt{\xi_{\mathrm{BR}}\xi_{\mathrm{RU},k}}\boldsymbol{h}_{\hat{m}}^{\mathrm{BR}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{RU}}$。令$\boldsymbol{g}_k=\boldsymbol{h}_{\hat{m}}^{\mathrm{BR}}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{RU}}$，$\|\boldsymbol{h}_{k,\hat{m}}\|^2=\xi_{\mathrm{BR}}\xi_{\mathrm{RU},k}a^2\|\boldsymbol{g}_k\|^2$。$U_k$的接收信号可表示为

$$\boldsymbol{y}_k=\sqrt{P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}}\boldsymbol{h}_{k,\hat{m}}x+\boldsymbol{n}_{k,\hat{m}}。\tag{10}$$

此时U_k的公有信息$\gamma_{\mathrm{c},k}^{\mathrm{MRC}}$和私有信息$\gamma_{\mathrm{p},k}^{\mathrm{MRC}}$的SINR分别同式(7)和式(8)。

2 性能分析

2.1 基于SC的中断性能分析

令$\gamma_{\mathrm{th,c}}$和$\gamma_{\mathrm{th,p}}$分别表示公有信息和私有信息的SINR阈值，U_k的OP可以表示为

$$P_k=\Pr(\gamma_{\mathrm{c},k}^{\mathrm{SC}}\leqslant\gamma_{\mathrm{th,c}})+\Pr(\gamma_{\mathrm{p},k}^{\mathrm{SC}}\leqslant\gamma_{\mathrm{th,p}})-\Pr(\gamma_{\mathrm{c},k}^{\mathrm{SC}}\leqslant\gamma_{\mathrm{th,c}},\gamma_{\mathrm{p},k}^{\mathrm{SC}}\leqslant\gamma_{\mathrm{th,p}})。\tag{11}$$

对于$\gamma_{\mathrm{c},k}^{\mathrm{SC}}\leqslant\gamma_{\mathrm{th,c}}$，

$$g_k=\sum_{i=1}^{R}|h_{\hat{m},i}^{\mathrm{BR}}||h_{k,\hat{n},i}^{\mathrm{RU}}|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_{k,i}},|g_k|^2\leqslant B_{\mathrm{c},k}d_k^{\delta}。$$

其中，$B_{\mathrm{c},k}=\dfrac{\gamma_{\mathrm{th,c}}\sigma_k^2}{P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}\xi_{\mathrm{BR}}C_{\mathrm{RU}}a^2(w_{\mathrm{c}}-\gamma_{\mathrm{th,c}}\sum\limits_{i\in K}w_i)}$，

类似地，$B_{\mathrm{p},k}=\dfrac{\gamma_{\mathrm{th,p}}\sigma_k^2}{P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}\xi_{\mathrm{BR}}C_{\mathrm{RU}}a^2(w_k-\gamma_{\mathrm{th,p}}\sum\limits_{i\in K,i\neq k}w_i)}$。

可以将式(11)写成：

$$P_k=F(|g_k|^2\leqslant\max(B_{\mathrm{c},k}d_k^{\delta},B_{\mathrm{p},k}d_k^{\delta}))。\tag{12}$$

为了得到U_k的OP表达式，需要先获得$|g_k|^2$的CDF。本文采用矩匹配法将$X_k=|g_k|^2$近似为Γ分布，通过将其一阶矩和二阶矩与Γ分布对应的均值$\dfrac{\alpha_k}{\beta_k}$和方差$\dfrac{\alpha_k}{\beta_k^2}$联立求解，其中，形状参数$\alpha_k$和速率参数$\beta_k$分别为

$$\alpha_k=\frac{E(X_k)^2}{E(X_k^2)-E(X_k)^2};\tag{13}$$

$$\beta_k=\frac{E(X_k)}{E(X_k^2)-E(X_k)^2}。\tag{14}$$

X_k的均值和方差[23]分别为

$$E(X_k)=E\Big(\sum_{i=1}^{R}|\zeta_i|^2+\sum_{i=1}^{R}\sum_{j=1,j\neq i}^{R}|\zeta_i||\zeta_j|\cos(\varphi_i-\varphi_j)\Big);\tag{15}$$

$$\begin{aligned}E(X_k^2)=&E\Big(\sum_{i=1}^{R}|\zeta_i|^4\Big)+2E\Big(\sum_{i=1}^{R}\sum_{j=1,j\neq i}^{R}|\zeta_i|^2|\zeta_j|^2\cos^2(\varphi_i-\varphi_j)\Big)+\\&E\Big(\sum_{i=1}^{R}\sum_{j=1,j\neq i}^{R}|\zeta_i|^2|\zeta_j|^2\Big)+4E\Big(\sum_{i=1}^{R}\sum_{j=1,j\neq i}^{R}|\zeta_i|^3|\zeta_j|\cos(\varphi_i-\varphi_j)\Big)+\\&2E\Big(\sum_{i=1}^{R}\sum_{\substack{j=1,\\j\neq i}}^{R}\sum_{\substack{l=1,\\l\neq j\neq i}}^{R}|\zeta_i|^2|\zeta_j||\zeta_l|\cos(\varphi_j-\varphi_l)\Big)+\\&4E\Big(\sum_{i=1}^{R}\sum_{\substack{j=1,\\j\neq i}}^{R}\sum_{\substack{l=1,\\l\neq j\neq i}}^{R}|\zeta_i|^2|\zeta_j||\zeta_l|\cos(\varphi_i-\varphi_j)\cos(\varphi_i-\varphi_l)\Big)+E\Big(\sum_{i=1}^{R}\sum_{\substack{j=1,\\j\neq i}}^{R}\sum_{\substack{l=1,\\l\neq j\neq i}}^{R}\sum_{\substack{m=1,\\m\neq l\neq j\neq i}}^{R}|\zeta_i||\zeta_j||\zeta_l||\zeta_m|\cdot\\&\cos(\varphi_i-\varphi_j)\cos(\varphi_l-\varphi_m)\Big)。\end{aligned}\tag{16}$$

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

$$\begin{cases}E(h_i^j)=\dfrac{\Gamma\left(m+\frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m)}\left(\dfrac{\Omega}{m}\right)^{\frac{1}{2}};\\E((h_i^j)^2)=\Omega;\\E((h_i^j)^3)=\dfrac{\Gamma\left(m+\frac{3}{2}\right)}{\Gamma(m)}\left(\dfrac{\Omega}{m}\right)^{\frac{3}{2}};\\E((h_i^j)^4)=\dfrac{m+1}{m}\Omega^2。\end{cases}\tag{17}$$

基于上述统计分析以及Nakagami-m信道相位服从均匀分布，当$k\neq K$时，式(15)、(16)化简可得

$$E(X_k)=R\Omega_1\Omega_2;\tag{18}$$

$$E(X_k^2)=\left(\frac{m_1+m_2+1}{m_1m_2}+2R-1\right)R\Omega_1{}^2\Omega_2{}^2。\tag{19}$$

同样,当 $k=K$ 时可得式(20)、(21):

$$E(X_K)=R\Omega_1\Omega_2+R(R-1)\prod_{i=1}^{2}\left(\frac{\Gamma\left(m_i+\frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m_i)}\right)^2\frac{\Omega_i}{m_i};\tag{20}$$

$$E(X_K^2)=\left(\frac{m_1m_2+m_1+m_2+1}{m_1m_2}+3(R-1)\right)R\Omega_1^2\Omega_2^2+4R(R-1)\cdot\prod_{i=1}^{2}\left(\frac{\Gamma\left(m_i+\frac{1}{2}\right)\Gamma\left(m_i+\frac{3}{2}\right)}{\Gamma(m_i)^2}\left(\frac{\Omega_i}{m_i}\right)^2\right)+6R(R-1)\cdot(R-2)\Omega_1\Omega_2\prod_{i=1}^{2}\left(\frac{\Gamma\left(m_i+\frac{1}{2}\right)^2}{\Gamma(m_i)^2}\left(\frac{\Omega_i}{m_i}\right)\right)+R(R-1)\cdot(R-2)(R-3)\prod_{i=1}^{2}\left(\frac{\Gamma\left(m_i+\frac{1}{2}\right)^4}{\Gamma(m_i)^4}\left(\frac{\Omega_i}{m_i}\right)^2\right)。\tag{21}$$

将式(18)~(21)代入式(13)和式(14),结合信道排列的统计原理,可以得到 $|g_k|^2$ 的 CDF 为

$$F_{|g_k|^2}(x)=\left(\frac{\gamma(\alpha_k,\beta_k x)}{\Gamma(\alpha_k)}\right)^{N_tN_r}。\tag{22}$$

所以 U_k 的 OP 可以表示为

$$P_k=\int_h^{\sqrt{h^2+d^2}}f_{d_k}(t_k)F_{|g_k|^2}(B_kt_k^{\delta})\,\mathrm{d}t_k。\tag{23}$$

式中:$B_k=\max(B_{c,k},B_{p,k})$。运用高斯-切比雪夫求积公式得到:

$$P_k=\frac{\pi}{\tau N}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{1-t_n}f_{d_k}\left(\frac{t_n-\varepsilon}{\tau}\right)F_{|g_k|^2}\left(B_k\left(\frac{t_n-\varepsilon}{\tau}\right)^{\delta}\right)。\tag{24}$$

式中:$\tau=\dfrac{2}{\sqrt{d^2+h^2}-h}$;$\varepsilon=1-\tau\sqrt{d^2+h^2}$;$t_n=\cos\left(\dfrac{2n-1}{2N}\pi\right)$;$N$ 为复杂度-精度折中项数。

由于 U_k 选择的发射天线不会影响多用户系统中其他用户的分布[24],对于 $U_{k'}(k'\neq k)$ 处级联信道的衰落分布不受 BS 处的天线选择变化的影响,因此在 $U_{k'}$ 处的天线选择可以表示为

$$\hat{n}=\underset{1\leqslant n\leqslant N_r}{\operatorname{argmax}}\,h_{k',\hat{m},n}。\tag{25}$$

$U_{k'}$ 处的 OP 可以表示为

$$P_{k'}=F(|g_{k'}|^2\leqslant\max(B_{c,k'}d_{k'}^{\delta},B_{p,k'}d_{k'}^{\delta}))。\tag{26}$$

式中:$|g_{k'}|^2=\left|\sum_{i=1}^{R}|h_i^{BR}||h_{k'\hat{n},i}^{RU}|e^{j\varphi_{k',i}}\right|^2$,可得 $|g_{k'}|^2$ 的近似 Γ 分布的 CDF 为

$$F_{|g_{k'}|^2}(x)=\left(\frac{\gamma(\alpha_{k'},\beta_{k'}x)}{\Gamma(\alpha_{k'})}\right)^{N_r}。\tag{27}$$

此时 $U_{k'}$ 的 OP 闭式表达式形如式(24)。需要指出的是所考虑的 BS 处的天线选择具有一般性,即可以选择任意一个用户为主要辅助目标来提高其信号质量。另外,当 $N_t=1$ 时,多天线 BS 退化为单天线 BS,此时不需要在 BS 端进行天线选择,式(24)依然适用;当 $N_r=1$ 时,多天线用户退化为单天线用户。

2.2　基于 MRC 的中断性能分析

对于 MRC 接收方式来说,根据 U_k 的信道质量选择一根发射天线,其他 $U_{k'}(k'\neq k)$ 进行 MRC 合并接收,$U_{k'}$ 信道增益可以表示为

$$\boldsymbol{h}_{k',\hat{m}}=\sqrt{\xi_{BR}\xi_{RU,k'}}\boldsymbol{h}_{\hat{m}}^{BR}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{H}_{k'}^{RU}。\tag{28}$$

基于 MRC 技术[24],$U_{k'}$ 的接收信号表示为

$$y_{k'}=\sqrt{P_{BS}^{ARIS}}(\boldsymbol{h}_{k',\hat{m}})^{H}\boldsymbol{h}_{k',\hat{m}}x+(\boldsymbol{h}_{k',\hat{m}})^{H}\boldsymbol{n}_{k'}。\tag{29}$$

因此需要分析 $\|\boldsymbol{h}_{k',\hat{m}}\|^2$ 的分布。将式(28)改写为 $\|\boldsymbol{h}_{k',\hat{m}}\|^2=\xi_{BR}\xi_{RU,k'}a^2\|\boldsymbol{g}_{k'}\|^2$,其中 $\boldsymbol{g}_{k'}=\boldsymbol{h}_{\hat{m}}^{BR}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{H}_{k'}^{RU}$。将 $\boldsymbol{g}_k$ 改写为 $\boldsymbol{g}_{k'}=[g_{k',1},\cdots,g_{k',n},\cdots,g_{k',N_r}]$,其中 $g_{k',n}=\boldsymbol{h}_{\hat{m}}^{BR}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_{k',n}^{RU}$,$n=1,2,\cdots,N_r$,因此可以得到 $\|\boldsymbol{g}_{k'}\|^2=\sum_{n=1}^{N_r}|g_{k',n}|^2$,结合之前的推导 $|g_{k',n}|=\sum_{r=1}^{R}|h_{m,r}^{BR}||h_{r,n}^{RU}|e^{j\varphi_r}$,可以将 $|g_{k',n}|^2$ 通过矩匹配方法近似为 Γ 分布,由此可以得到 $\sum_{n=1}^{N_r}|g_{k',n}|^2\sim\Gamma(N_r\alpha_{k'},\beta_{k'})$。$\|\boldsymbol{g}_{k'}\|^2$ 的 CDF 为

$$F_{\|g_{k'}\|^2}(N_r\alpha_{k'},\beta_{k'}x)=\frac{\gamma(N_r\alpha_{k'},\beta_{k'}x)}{\Gamma(N_r\alpha_{k'})}。\tag{30}$$

其中,$\alpha_{k'}$、$\beta_{k'}$ 可由式(13)、(14)、(20)、(21)得到。因此,根据式(3)、(29)可以得到 $U_{k'}$ 处的 OP 为

$$P_{k'}=\Pr(\|\boldsymbol{g}_{k'}\|^2\leqslant B_{k'}d_{k'}^{\delta})。\tag{31}$$

式中:$B_{k'}=\max(B_{c,k'},B_{p,k'})$,其中,

$$B_{c,k'}=\frac{\gamma_{th,c}N_r\sigma_{k'}^2}{P_{BS}^{ARIS}\xi_{BR}C_{RU}a^2(w_c-\gamma_{th,c}\sum_{i\in K}w_i)};$$

$$B_{p,k'}=\frac{\gamma_{th,p}N_r\sigma_{k'}^2}{P_{BS}^{ARIS}\xi_{BR}C_{RU}a^2(w_{k'}-\gamma_{th,p}\sum_{i\in K,i\neq k'}w_i)}。$$

联合式 $\gamma_{c,k}^{MRC}$ 和 $\gamma_{p,k}^{MRC}$ 表达式可以得到中断表达式为

$$P_{k'}=\int_h^{\sqrt{h^2+d^2}}f_{d_{k'}}(t_{k'})(F_{|g_{k'}|}(\sqrt{B_{k'}t_{k'}^{\delta}}))\,\mathrm{d}t_{k'}。\tag{32}$$

使用高斯-切比雪夫求积公式可得 $U_{k'}$ 的 OP:

$$P_{k'}=\frac{\pi}{\tau N}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{1-t_n}f_{d_{k'}}\left(\frac{t_n-\varepsilon}{\tau}\right)F_{\|g_{k'}\|^2}\left(B_{k'}\left(\frac{t_n-\varepsilon}{\tau}\right)^{\delta}\right)。\tag{33}$$

此时 U_k 需要考虑 BS 发射天线的选择,基于上述推导,可以得到 U_k 的级联信道 $\|\boldsymbol{g}_k\|^2$ 的 CDF 为

$$F_{\|\boldsymbol{g}_k\|^2}(x)=\left(\frac{\gamma(N_r\alpha_k,\beta_k x)}{\Gamma(N_r\alpha_k)}\right)^{N_t}。\tag{34}$$

此时 U_k 的 OP 表达式与式(34)的形式相同。

2.3 系统中断性能优化

对于多用户 RSMA 系统,考虑通过调节系统参数优化 SOP,其定义为

$$\mathrm{SOP}_{\mathrm{SC(MRC)}}=1-\prod_{k=1}^{K}(1-P_k^{\mathrm{SC(MRC)}})。\tag{35}$$

式中:$P_k^{\mathrm{SC(MRC)}}$ 表示 U_k 使用 SC 或 MRC 的 OP。

通过优化 RSMA 通信系统的功率分配参数最小化 SOP。在 DE 优化算法中,变量可以是多维的,为了减少优化变量数目,将功率分配系数写成一个多维向量,即 $\boldsymbol{w}=[w_c,w_1,\cdots,w_k,\cdots,w_K]$,此时 $\boldsymbol{w}\in\mathbf{N}^{1\times(K+1)}$,优化问题可以表述为

$$\begin{cases}\min\limits_{\boldsymbol{w}} & \mathrm{SOP}(\boldsymbol{w});\\ \text{s.t.} & \sum\limits_{i=1}^{K+1}\boldsymbol{w}[i]=1,\\ & \boldsymbol{w}[1]-\gamma_{\mathrm{th,c}}\sum\limits_{j=2}^{K+1}\boldsymbol{w}[j]>0,\\ & \boldsymbol{w}[m]-\gamma_{\mathrm{th,c}}(1-\boldsymbol{w}[1]-\boldsymbol{w}[m])>0。\end{cases}\tag{36}$$

式中:$m=2,\cdots,K+1$。

2.4 DE 算法

为实现功率分配方案的最优设计,本文采用 DE 算法进行求解,其主要步骤如下。

① 初始化种群$[\boldsymbol{w}_1(0),\boldsymbol{w}_2(0),\cdots,\boldsymbol{w}_{\mathrm{NP}}(0)]$,并设定最大迭代次数 G 及收敛误差阈值 ε。计算初始种群的适应度 $\mathrm{SOP}(\boldsymbol{w}_i(0))$。

② 迭代阶段。在每次迭代中,首先执行变异操作,采用 DE/rand/ * 或 DE/best/ * 两种变异策略,生成新的个体 $\boldsymbol{v}_i$。

③ 交叉操作。将新、旧种群个体元素按照二项式交叉规则生成新的个体与群体,对于不满足式(36)约束条件 2 和 3 的个体,需重新生成直至约束满足。

④ 对生成的新个体进行归一化处理,以保证其满足式(36)约束条件 1,得到新的 $\boldsymbol{w}_i$。

⑤ 计算新群体的适应度函数 $\mathrm{SOP}(\boldsymbol{w}_i(t))$,并将新旧群体的目标函数值进行比较,保留适应度更优的个体进入下一代。

⑥ 重复步骤 2~4,满足 $|\min(\mathrm{SOP}(\boldsymbol{w}_i(t)))-\mathrm{SOP}(f(\boldsymbol{w}_i(t-1)))|\leqslant\varepsilon$ 的收敛条件或达到最大迭代次数停止。

⑦ 最终输出优化得到的最小 SOP 以及对应最优功率分配系数 $\boldsymbol{w}_{\mathrm{best}}$。

3 仿真结果与分析

对推导的多天线 ARIS-RSMA 系统的 OP 进行仿真分析。以 ARIS 最优辅助最远用户为例,仿真参数设置如下:$K=3$,$k=2$,$R=16$,$m_1=m_2=2.5$,$\Omega_1=\Omega_2=1$,$\gamma_{\mathrm{th,c}}=\gamma_{\mathrm{th,p}}=-10$ dB,$\sigma_1^2=\sigma_2^2=-80$ dBm,$C_{\mathrm{BR}}=C_{\mathrm{RU}}=10^{-3}$,$\delta=2$,$a=\sqrt{10}$,$h=30$ m,$d=40$ m,BS 到 ARIS 的距离 $d_{\mathrm{BR}}=50$ m,采用高斯-切比雪夫方法近似积分时采样点数 $mm=200$。系统总功率表示为 $P=P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}+P_{\mathrm{RIS}}^{\mathrm{ARIS}}+R(P_{\mathrm{SW}}+P_{\mathrm{DC}})$,其中,$P_{\mathrm{RIS}}^{\mathrm{ARIS}}=\xi_{\mathrm{RU},k}a^2P_{\mathrm{BS}}^{\mathrm{ARIS}}\|(\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{RU}})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Theta}\|^2+a^2\|\boldsymbol{\Theta}\|^2\sigma_1^2$;$P_{\mathrm{SW}}=-10$ dBm 为 ARIS 中控制电路和相移开关时消耗的功率;$P_{\mathrm{DC}}=-5$ dBm 为直流偏置功率。OP 曲线均基于 5×10^6 次独立蒙特卡罗仿真得到,每次仿真均独立生成 Nakagami-m 信道,并根据门限判定是否发生中断,以保证结果的统计可靠性;所有的仿真均在 MATLAB 2022a 平台上完成,硬件环境为 Intel Xeon E5-1620v4@3.50 GHz 处理器、32 GB 的 RAM 以及 11 GB 的 NVIDIA GeForce RTX 2080Ti GPU。

在系统性能优化方案中,不同的变异操作方式定义如下:rand/SC 和 best/SC 指单天线 BS 选择辅助 U_K 进行天线选择,变异操作方式分别为 rand 和 best,且用户端采用 SC;rand/MRC 和 best/MRC 指单天线 BS 选择辅助 U_K 进行天线选择,变异操作方式为 rand 或 best,且用户端采用 MRC;rand/SC/k 表示多天线 BS 选择辅助 U_k 进行天线选择,变异操作方式为 rand,且用户端采用 SC;rand/MRC/k 表示多天线 BS 选择辅助 U_k 进行天线选择,变异操作方式为 rand,且用户端采用 MRC。

3.1 基于 BS 天线选择的用户性能分析与优化

对多天线 BS 单天线多用户场景下的系统性能进行了仿真分析。图 2 给出了在不同发射天线数下不同单天线用户的 OP 结果。从图 2(a)可以看出,BS 天线选择辅助下 U_3 的 OP 性能随着发射天线个数增加明显提升。而图 2(b)表明了 BS 天线的增加并不会对该系统下其他用户的中断性能产生影响。

图 3 对比了不同形状参数 m 取值下用户的 OP 表现。随着 m 的增大,信道衰落减轻,OP 逐渐降低,且与仿真结果吻合良好,说明理论公式具有较强的普适性,有助于为不同信道环境下的系统设计提供参考。

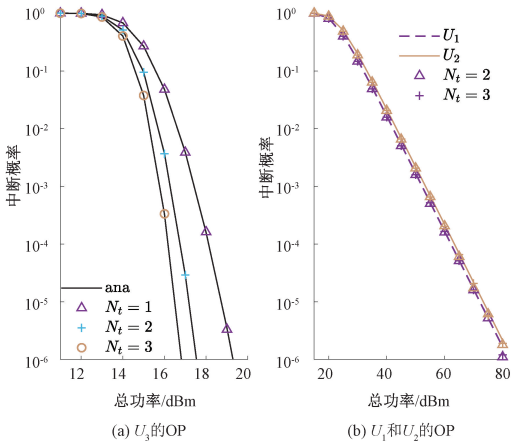


图 2　多天线 BS 下用户的 OP

Figure 2　OP for the user with multi-antenna BS

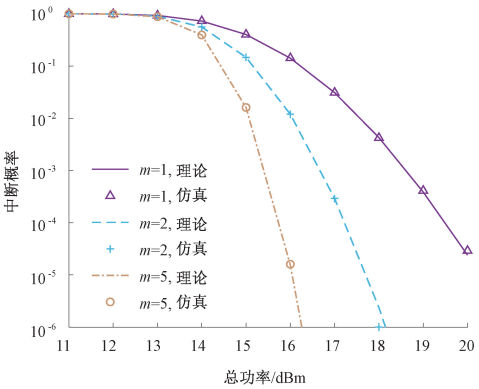


图 3　m 对于用户 OP 的影响

Figure 3　Impact of m on the user OP

3.2　基于 SC 或 MRC 的性能分析和优化

图 4 仿真了单天线 BS 多天线用户使用不同合并方式时用户端天线数量增加对中断性能的影响。从图 4 可以看出在相同的总功率下，用户的 OP 随接收天线个数的增加显著降低。以 P = 36 dBm 和 U_1 进行 MRC 为例，当用户天线个数从 1 增加到 2 时，中断性能降低了 9.5 dB，当用户天线个数从 2 增加到 3 时，中断性能降低了约 9.1 dB，验证了用户接收端天线数目对性能的提升的有效性。

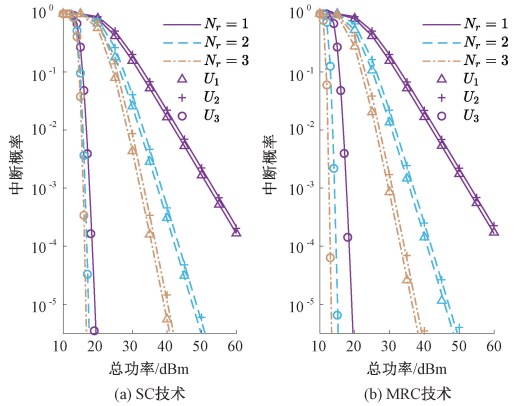


图 4　用户天线个数对 OP 的影响

Figure 4　Effect of the number of user antennas on OP

对于 BS 和用户均为多天线的系统，图 5 仿真用户在不同合并技术下的不同天线组合对 OP 的影响。图 5(a)中用户采用 SC，对于 U_3 而言，其 OP 随 BS 天线数和用户天线数的积呈正相关，因此两组天线配置下 U_3 的 OP 变化曲线重合。而对图 5(b)中采用 MRC 的 U_3 而言，N_t = 2，N_r = 3 的天线组合下的 OP 性能更优，这说明了在 BS 处增加天线个数进行天线选择对 U_3 带来的增益不如在用户端增加接收天线个数。而对于其他用户，用户的中断性能只受接收天线个数的影响，接收天线个数越多，性能越好。

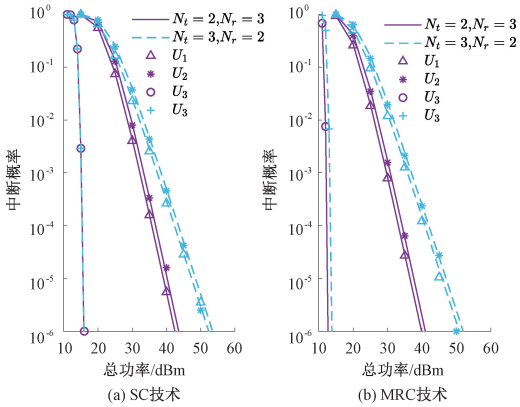


图 5　不同天线组合下的 OP 对比

Figure 5　Comparison of OP with different antenna combinations

图 6 和图 7 分别为在不同天线配置下，用户采用 SC 或 MRC 时，BS 选择辅助不同用户的 SOP 仿真结果。结果表明，当 BS 选择辅助 U_K 时，系统 SOP 几乎与单天线重合，说明 BS 选择辅助 U_K 时增加发射天线的数目，并不会明显提升系统中断性能，而增加用户天线数量则能显著改善系统的中断性能。这是由于 U_K 有 ARIS 最优相移辅助，此时对 SOP 性能有主导影响的系统中性能较差的用户，变换 BS 选择辅助 U_k 后性能提升，这说明 BS 进行天线选择时，应该选择辅助系统中性能较差的用户，这样能给系统性能带来较大的提升。

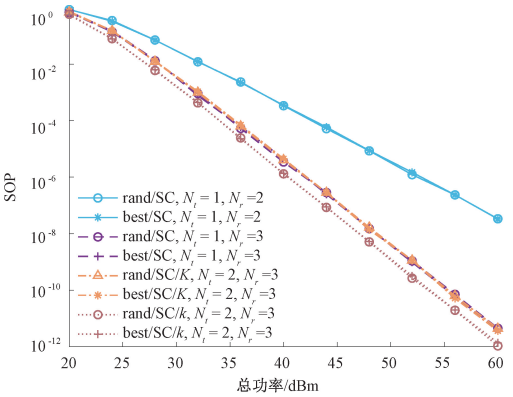


图 6　基于 SC 的 SOP

Figure 6　SOP with SC

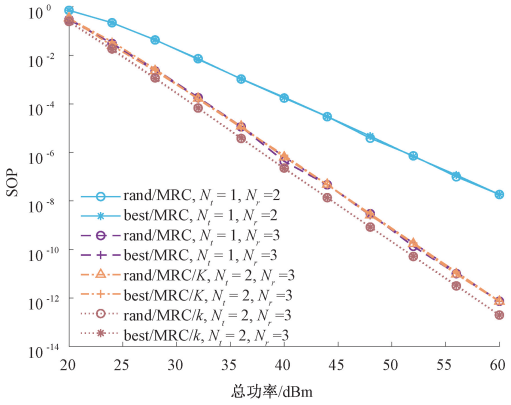


图 7 基于 MRC 的 SOP

Figure 7 SOP with MRC

图 8 给出了不同反射元件数量 $R(16,32,64)$ 下的 SOP 仿真结果。由图 8 可见,随着 R 的增加,系统性能逐步提升,这主要得益于更多反射元件带来的更强信道调控能力。然而 R 增大到一定规模时,性能提升幅度逐步减小,边际效益呈现递减趋势。这表明继续增加反射元件数量所带来的收益相对有限,系统设计需在性能增益与硬件成本间加以权衡。

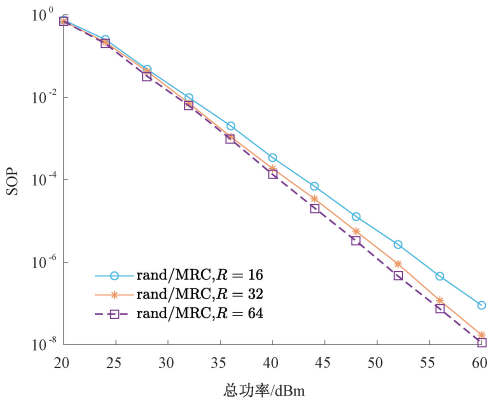


图 8 R 对 SOP 的影响

Figure 8 Effect of R on SOP

图 9 为 BS 天线选择辅助 U_K 且用户端采用 MRC 时,分别采用均匀功率分配(EPA)、贪心功率分配(GPA)和 DE 算法的 SOP 性能。

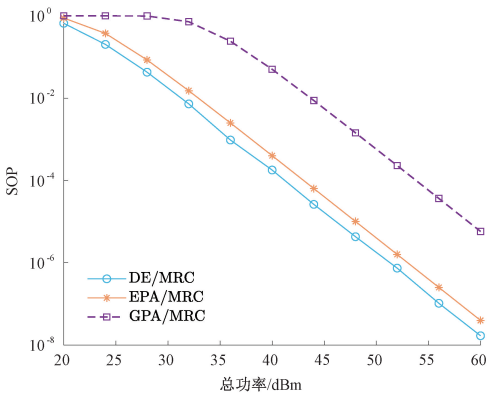


图 9 不同算法下的 SOP

Figure 9 SOP with different algorithms

从图 9 可以看出,DE 算法表现出更低的 SOP 水平,具有显著的性能优势。

图 10 为在 MRC 和 SC 两种不同技术下 SOP 的对比,其中天线组合为 $N_t=3$,$N_r=3$。从图 10 可以看出,在 BS 选择辅助同一个用户时,基于 MRC 的系统中断性能要优于 SC 系统。

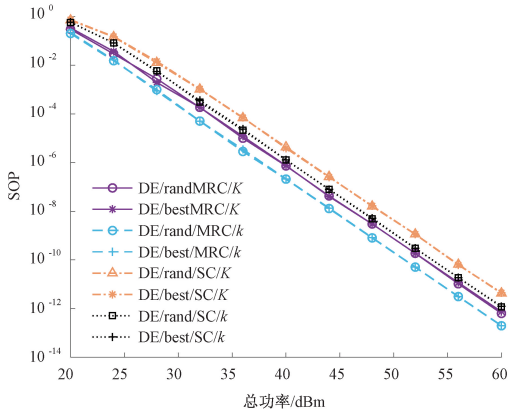


图 10 BS 天线选择不同用户时 SC 和 MRC 下的 SOP

Figure 10 SOP with different BS antenna selections for users under SC and MRC

4 结论

本文针对多天线多用户场景下的 ARIS 辅助 RSMA 系统,构建了结合 BS 天线选择与 SC、MRC 技术的传输模型,系统分析了不同分集合并方式对用户 OP 性能的影响。在理论分析方面,推导了 SC 与 MRC 条件下用户级联信道的统计特性,建立了适用于多天线环境下的 OP 分析框架;以最小化 SOP 为目标,考虑了两类合并技术下的功率分配优化问题。通过 DE 求解,获得了最优功率分配策略。蒙特卡罗仿真结果验证了理论推导的正确性与所提算法的有效性。仿真结果表明,在多用户场景中,基站对合适用户实施天线选择能有效提升系统性能;同时,接收端采用 MRC 技术和增加天线数量均可进一步改善系统中断性能。

参考文献:

[1] Zhou Hao, Erol-Kantarci M, Liu Yuanwei, et al. A survey on model-based, heuristic, and machine learning optimization approaches in RIS-aided wireless networks[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2024, 26(2): 781-823.

[2] Zhang Zaichen, Jiang Hao. Channel modeling and characteristics analysis for high energy-efficient RIS-assisted UAV communications [J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(10): 2623-2634. [张在琛, 江浩. 智能超表面使能无人机高能效通信信道建模与传输机理分

析[J]. 电子学报, 2023, 51(10): 2623-2634.]
[3] Zhang Zijian, Dai Linglong, Chen Xibi, et al. Active RIS vs. passive RIS: which will prevail in 6G? [J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(3): 1707-1725.
[4] Zeng Piao, Qiao Deli, Wu Qingqing, et al. Throughput maximization for active intelligent reflecting surface-aided wireless powered communications [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(5): 992-996.
[5] Guo Xinying, Liu Longfei, Zhu Chunhua. Beamforming dual-loop optimization algorithm for RIS-assisted UAV communication systems [J]. Journal of Zhengzhou University (Engineering Science), 2025, 46(2): 67-74. [郭歆莹, 刘龙飞, 朱春华. RIS 辅助无人机通信系统波束赋形双重循环优化算法[J]. 郑州大学学报(工学版), 2025, 46(2): 67-74.]
[6] Zhu Qi, Li Ming, Liu Rang, et al. Joint transceiver beamforming and reflecting design for active RIS-aided ISAC systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(7): 9636-9640.
[7] Niu Hehao, Lin Zhi, An Kang, et al. Active RIS-assisted secure transmission for cognitive satellite terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(2): 2609-2614.
[8] Ma Yanan, Li Ming, Liu Yang, et al. Optimization for reflection and transmission dual-functional active RIS-assisted systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(9): 5534-5548.
[9] Clerckx B, Mao Yijie, Schober R, et al. Rate-splitting unifying SDMA, OMA, NOMA, and multicasting in MISO broadcast channel: a simple two-user rate analysis [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(3): 349-353.
[10] Clerckx B, Mao Yijie, Jorswieck E A, et al. A primer on rate-splitting multiple access: tutorial, myths, and frequently asked questions [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(5): 1265-1308.
[11] Li Hongyu, Mao Yijie, Dizdar O, et al. Rate-splitting multiple access for 6G— Part Ⅲ: interplay with reconfigurable intelligent surfaces [J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(10): 2242-2246.
[12] Aboumahmoud I, Hossain E, Mezghani A. Resource management in RIS-assisted rate splitting multiple access for next generation (xG) wireless communications: models, state-of-the-art, and future directions [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2025, 27(3): 1618-1655.
[13] Truong T P, Nguyen T M T, Nguyen T V, et al. Energy efficiency in RSMA-enhanced active RIS-aided quantized downlink systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2025, 43(3): 834-850.
[14] Uniyal S, Nguyen N T, Kumar G, et al. Outage probability and capacity analysis of active RIS-assisted UAV RSMA communications[C]//Proceedings of the GLOBECOM 2024—2024 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE, 2024: 2882-2887.
[15] Pala S, Katwe M, Singh K, et al. Spectral-efficient RIS-aided RSMA URLLC: toward mobile broadband reliable low latency communication (mBRLLC) system[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(4): 3507-3524.
[16] Salem A A, Abdallah S, Saad M, et al. Robust secure ISAC: how RSMA and active RIS manage eavesdropper's spatial uncertainty [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025.
[17] Kiem N H, Huyen L T T, Duc B A, et al. Rate-splitting multiple access with active RIS for ultra-reliable and low-latency communication enhancement[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2025, 71(4): 9842-9854.
[18] Zheng Yike, Tang Jie, Zheng Beixiong, et al. In-depth analysis of HARQ performance in active RIS-assisted RSMA systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(11): 3074-3078.
[19] 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. [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.]
[20] Li Suyue, 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.
[21] Kumar D, Singh C K, López O L A, et al. Performance analysis of active RIS-assisted downlink NOMA with transmit antenna selection[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025, 74(5): 7774-7791.
[22] Katwe M, Singh K, Clerckx B, et al. Rate splitting multiple access for energy efficient RIS-aided multi-user short-packet communications [C] // Proceedings of the 2022 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE, 2022: 644-649.
[23] Ren Hong, Wang Kezhi, Pan Cunhua. Intelligent reflecting surface-aided URLLC in a factory automation scenario [J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(1): 707-723.
[24] Yang Nan, Yeoh P L, Elkashlan M, et al. Transmit antenna selection for security enhancement in MIMO wiretap channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(1): 144-154.

Outage Analysis and Optimization of ARIS-aided Multi-antenna RSMA Systems

LI Suyue, LI Juan, ZHANG Yabin, WANG Anhong

(School of Electronic and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: An active reconfigurable intelligent surface (ARIS)-aided rate-splitting multiple access (RSMA) system in a multi-antenna multi-user scenario was investigated, and a transmission framework that integrated base station antenna selection with user side combining techniques was proposed. The statistical characteristics of cascaded user channels were derived based on selection combining (SC) and maximal ratio combining (MRC), then an outage probability analysis model was established, yielding analytical expressions for the outage probability in multi-antenna multi-user scenarios. Furthermore, to minimize the system outage probability, for both combining schemes, power allocation optimization problems were formulated and solved via a differential evolution (DE) algorithm. Simulation results demonstrated that deploying multiple antennas at the user side and adopting appropriate antenna selection strategies could significantly reduce the outage probability, thereby confirm the scalability and robustness of the proposed ARIS-RSMA framework in complex communication environments.

Keywords: antenna selection; active reconfigurable intelligent surface; rate-splitting multiple access; selection combining; maximal ratio combining

---

(上接第25页)

Surrounding Rock Mass Sensing Model Based on TBM Cutterhead Vibration Using WSN-LSTM

GONG Qiuming[1], LI Shunwen[1], HUANG Liu[1], WANG Ju[2,3], CAO Zixiang[1], MA Hongsu[2,3]

(1. Key Laboratory of Urban Security and Disaster Engineering of Ministry of Education, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China; 2. Beijing Research Institute of Uranium Geology, Beijing 100029, China; 3. CAEA Innovation Center for Geological Disposal of High-Level Radioactive Waste, Beijing 100029, China)

Abstract: To address the limitations of existing surrounding rock mass identification methods based on TBM vibration signals in terms of feature extraction effectiveness and engineering adaptability, a novel surrounding rock mass perception method was proposed by integrating wavelet scattering network (WSN) and long short-term memory network (LSTM) using TBM cutterhead vibration data. Firstly, relying on the spiral ramp project of the Beishan Underground Laboratory, a vibration monitoring system was mounted on the TBM cutterhead to acquire vibration signals during the TBM tunneling process. Then, a rock mass sensing database based on cutterhead vibration was established through a series of data preprocessing procedures, including stable tunneling segment extraction, noise reduction, and signal segmentation, combined with the matching of geological information along the tunnel alignment. Secondly, the WSN was employed to perform multi-scale temporal feature extraction from the preprocessed vibration signals, so as to enhance the feature representation capability and noise robustness. On this basis, a WSN-LSTM surrounding rock mass perception model was constructed by leveraging the inherent superiority of the LSTM network in capturing the temporal dependencies. The results demonstrated that the proposed WSN-LSTM model achieved an accuracy of 93.7% on the test set, which yielded a 5.6 percentage points accuracy improvement compared with the wavelet scattering network-based support vector machine (SVM) model, and outperformed shallow machine learning models (random forest and LightGBM) based on amplitude-domain statistical feature extraction. These findings validated the superiority of WSN in feature extraction from TBM cutterhead vibration signals, as well as the necessity of capturing the temporal dependencies of cutterhead vibration features.

Keywords: TBM; surrounding rock mass sensing; vibration monitoring system; wavelet scattering network; deep learning