

# 智能反射面辅助的 STBC-NOMA 系统性能分析

李素月, 孟凡一, 王安红

(太原科技大学电子信息工程学院, 山西太原 030024)

**摘要:** 智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)技术以其低成本、灵活部署、易于融合其他关键技术的优势吸引了无线通信学术界和工业界的极大关注。传统的空时分组码(Space-Time Block Coding, STBC)与非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)方案的巧妙结合(STBC-NOMA)已被证明能够有效地提高系统的鲁棒性和吞吐量。鉴于此,本文提出一种新的 IRS 辅助的 STBC-NOMA 系统的传输框架(IRS-STBC-NOMA)。IRS 辅助系统给远近不同的两个用户传输信号。采用两个分割的 IRS 实现 STBC 传输并利用 IRS 的相移设计实现发射信号控制,分别推导了所提出传输框架下每个用户的中断概率和遍历速率的闭合表达式;基于所得的分析表达式,给出了渐近或单调的理论分析,之后通过蒙特卡洛仿真进行了对比验证。与现有的 STBC-NOMA 方案相比,所提 IRS-STBC-NOMA 方案的中断性能和遍历速率均获得显著提升。

**关键词:** 空时分组码;非正交多址;智能反射面;中断概率;遍历速率

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.61501315, No.62072325);山西省基础研究计划面上项目(No.20210302123205);山西省回国留学人员科研资助项目(No.2022-162);校级研究生创新项目(No.SY2022024)

**中图分类号:** TN911.1

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2023)08-2058-09

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20220410

## Performance Analysis on Intelligent Reflecting Surfaces Assisted STBC-NOMA Systems

LI Su-yue, MENG Fan-yi, WANG An-hong

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

**Abstract:** Intelligent reflecting surface (IRS) technology has attracted a great deal of attention from both academia and industry in wireless communications for its low cost, flexible deployment, and ease of integration with other key technologies. An ingenious combination of traditional space-time block coding (STBC) and non-orthogonal multiple access (NOMA) schemes (STBC-NOMA) has been proven to be effective in improving system robustness and throughput. In view of this, this paper proposes a novel transmission framework for IRS-assisted STBC-NOMA system, named IRS-STBC-NOMA, which transmits signals to two users with different distances with the assistance of IRS. We consider two segmented IRSs for STBC transmission and utilize the phase shift design of IRS to control transmit signals. We derive the outage probability and ergodic rate for each user under the proposed transmission framework, respectively. Based on the obtained analytical expressions, an asymptotic or monotonic theoretical analysis is offered, followed by a comparative verification through Monte Carlo simulations. Compared with the existing STBC-NOMA scheme, the proposed IRS-STBC-NOMA scheme achieves significant improvement in both outage performance and ergodic rate.

**Key words:** space-time block coding; non-orthogonal multiple access; intelligent reflecting surface; outage probability; ergodic rate

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.61501315, No.62072325); Shanxi Provincial Basic Research Program General Project (No.20210302123205); Research Project Supported by Shanxi Scholarship Council of China (No.2022-162); School Level Graduate Innovation Project (No.SY2022024)

## 1 引言

第五代移动网络(5G)在世界各地的部署已经全面展开,5G标准有望支持多种多样的应用程序和服务,同时需要各种最新技术的支持.在未来的无线网络演进中,超越5G无线网络的大规模连接和高数据速率需要探索新的解决方案,包括比5G网络更先进的架构以及不同通信方案和技术联合使用等来实现具体场景的应用需求.为了适应愈发庞大的数据流量,就需要更多的频谱资源和更有效的信息传输策略<sup>[1]</sup>.

在众多的5G关键技术中,非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)作为比较有前途的候选技术之一已经被广泛研究<sup>[2]</sup>.在文献[3]中,NOMA系统被证实比正交多址(Orthogonal Multiple Access, OMA)拥有更好的中断性能和更高的总遍历速率. Choi等人<sup>[4]</sup>考虑了MIMO-NOMA(Multiple Input Multiple Output-NOMA)系统具有最优功率分配的分层传输方案,提出了一种使分层传输平均和速率最大化的功率分配算法,并导出了平均和速率的闭合表达式.此外,文献[5]分析了大规模MIMO-NOMA系统的中断性能和遍历容量.文献[6]考虑了一种改进的泊松聚类过程来模拟基站分布和NOMA用户对的位置,并分析了中断概率和吞吐量.为了充分利用NOMA技术和多天线系统的优势,近年来出现了将NOMA技术和空时分组码(Space-Time Block Coding, STBC)相结合的研究.文献[7]研究了一个下行协作的两点NOMA系统,其中两个基站通过应用分布式Alamouti STBC方案来传输用户的信号,与其覆盖区域内的系统边缘用户及附近的用户进行通信.文献[8]提出了一种将NOMA与Alamouti方案相结合的方法,可以有效地将NOMA的分集增益从1提高到2.基于文献[8]中的系统模型, Toka等人<sup>[9]</sup>进一步分析了Nakagami-m衰落信道下NOMA和STBC技术相结合的性能,导出了中断概率的闭式解.

虽然5G能够大幅度地提高传输速率,但也面临着投资成本高、覆盖范围小、能耗大、抗干扰能力弱等问题.智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)作为一种由大量的廉价、可重构、易于部署的反射元件组成的反射平面,可以有效地解决5G能耗和成本过高的问题.利用IRS操控无线传播环境已被认为是下一代无线通信中一个大有潜力的通信范例.它可以通过改变每个反射元件的幅度和相位来调控无线传播环境,系统可以通过应用IRS来减少衰落信道损耗,以提高接收机侧的信号质量<sup>[10,11]</sup>.由此,IRS受到了无线通信领域的广泛关注,目前已有有一些文献对其进行相关研究.在Basar等人<sup>[12]</sup>的研究中,IRS被用于两个不同的目的.第一,使用IRS来实现一种即使在信噪比较低的环境下也

可运行的可靠通信方案.第二,IRS被用作接入点(Access Point, AP),以在接收端创建虚拟的相移键控符号.后一种概念也被用于在接收机侧进行索引调制<sup>[13]</sup>.文献[14]提出了一种双跳通信场景中基于IRS的空间相移键控系统,其中IRS作为反射器位于具有多天线的发射机和具有单天线的接收机之间.文献[15]通过联合优化用户的发射功率和IRS元件的相位,提出了一种节能的多输入单输出传输系统.文献[16]考虑了垂直贝尔实验室分层时空(Vertical Bell Labs Layered Space-Time, VBLAST)和Alamouti的方案,并提出了基于IRS的简单收发器体系结构.文献[17]研究了基于双极化IRS的四发射STBC传输,推导了无/有极化耦合干扰情况下的BER近似表达式.

基于上述工作的讨论,为了充分利用IRS与不同技术结合的优势,进一步提高系统性能,本文提出将IRS应用到STBC-NOMA的收发机结构中,将该框架命名为IRS-STBC-NOMA.通过IRS辅助的Alamouti空时码方式,将NOMA信号传输给两个用户,在所提系统框架下分别推导并分析了两个用户的中断概率和遍历速率的闭合表达式.随后,采用蒙特卡洛方法对推导出的数值分析表达式进行模拟仿真,并与文献[8]中的STBC-NOMA方案进行性能比较,进一步研究了不同参数对中断概率和遍历速率的影响,从多角度证明了理论分析的精确性和所提系统的优越性.

## 2 系统模型

本文提出的IRS-STBC-NOMA系统的传输框架如图1所示.该框架包含两个低成本射频信号发生器、一个被分割成两部分的智能反射面和两个不同信道质量的.此外,在射频信号发生器中含有一个带有内部存储器的射频数模转换器和一个功率放大器,智能反射面元素的总个数为 $N$ ,远用户U1和近用户U2构成一个NOMA用户对.两个未调制的载波信号通过发射源( $S_1$ 和 $S_2$ )进行传输.

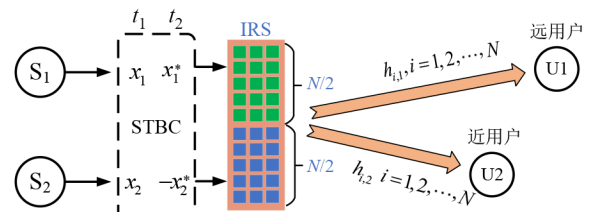


图1 IRS-STBC-NOMA系统框架

为了实现STBC,将具有 $N$ 个反射元素的IRS分割为分别包含 $N/2$ 个元素的两个子面(subsurface)(绿色部分和蓝色部分).每个子面的反射元素被调整为相同的相位,两个子面在两个相邻时隙上采用不同的反射

相位. IRS可被看作接入点,与IRS连接的系统控制器通过调整IRS的相位来修改发射端的射频载波信号.之后,将两个用户的数据符号进行叠加,编码构造成NOMA信号.接着,在IRS的辅助下,利用STBC的经典技术之一,即Alamouti方案进行传输.

考虑到信号传播过程中存在一定的路径损耗,因此忽略IRS反射两次及以上的信号功率,只考虑IRS第一次反射的信号.在第一时隙,用户 $l$ ( $l$ 为1对应U1, $l$ 为2对应U2)的接收信号表示为

$$y_{1,l} = \sqrt{E_s} e^{j\theta_1} \sum_{i=1}^{N/2} h_{i,l} + \sqrt{E_s} e^{j\theta_2} \sum_{i=N/2+1}^N h_{i,l} + n_{1,l} \quad (1)$$

在第二时隙,用户 $l$ 的接收信号表示为

$$y_{2,l} = \sqrt{E_s} e^{-j(\theta_2+\pi)} \sum_{i=1}^{N/2} h_{i,l} + \sqrt{E_s} e^{-j\theta_1} \sum_{i=N/2+1}^N h_{i,l} + n_{2,l} \quad (2)$$

式(1)和式(2)中, $E_s$ 为射频信号能量, $h_{i,l}$ 为IRS的第 $i$ 个反射元素到用户 $l$ 的信道.假设所有信道均服从独立同分布的瑞利衰落,并在两个相邻时隙内保持不变,其中IRS每个元素到U1的信道为 $h_{i,1} \sim \text{CN}(0, \sigma_1^2)$ ,IRS每个元素到U2的信道为 $h_{i,2} \sim \text{CN}(0, \sigma_2^2)$ , $i=1,2,\dots,N$ ,两个时隙的白噪声分布为 $n_{1,l} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ , $n_{2,l} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ .符号 $\text{CN}(0, \sigma^2)$ 表示均值为零、方差为 $\sigma^2$ 的复高斯分布, $\theta_1$ 和 $\theta_2$ 表示第一时隙中两个IRS子面分别对应的反射元素的相移.

定义 $x_1 = \sqrt{E_s} e^{j\theta_1}$ , $x_2 = \sqrt{E_s} e^{j\theta_2}$ , $A_{1,l} = \sum_{i=1}^{N/2} h_{i,l}$ , $A_{2,l} = \sum_{i=N/2+1}^N h_{i,l}$ ,则式(1)和式(2)可简化为

$$y_{1,l} = x_1 A_{1,l} + x_2 A_{2,l} + n_{1,l} \quad (3)$$

$$y_{2,l} = -x_2^* A_{2,l} + x_1^* A_{1,l} + n_{2,l} \quad (4)$$

其中, $x_i$ , $i=1,2$ 可看成是对用户信号进行叠加编码而构造的NOMA信号,分别为

$$x_1 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \alpha_1 s_{1,1} + \sqrt{\frac{E_s}{2}} \alpha_2 s_{2,1} \quad (5)$$

$$x_2 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \alpha_1 s_{1,2} + \sqrt{\frac{E_s}{2}} \alpha_2 s_{2,2} \quad (6)$$

其中, $s_{1,l}$ 和 $s_{2,l}$ ( $l=1,2$ )分别表示用户 $l$ 的两个单位能量信号; $\alpha_1$ 和 $\alpha_2$ 分别为分配给U1和U2的功率系数,且 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ , $\alpha_1 > \alpha_2$ .

经过简单的数学变换,对式(3)和式(4)统一向量化表示为

$$\begin{pmatrix} y_{1,l} \\ y_{2,l}^* \end{pmatrix} = \mathbf{G} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{1,l} \\ n_{2,l} \end{pmatrix} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{G}$ 表示第 $l$ 个用户的等效信道矩阵,即

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} A_{1,l} & A_{2,l} \\ -A_{2,l}^* & A_{1,l}^* \end{pmatrix} \quad (8)$$

由于 $\mathbf{G}^H \mathbf{G}$ 能够实现对角矩阵,在式(7)的两侧左乘 $\mathbf{G}^H$ ,可得

$$\begin{pmatrix} \tilde{y}_{1,l} \\ \tilde{y}_{2,l} \end{pmatrix} = \mathbf{H} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{n}_{1,l} \\ \tilde{n}_{2,l} \end{pmatrix} \quad (9)$$

其中, $\tilde{n}_{1,l} \sim \text{CN}(0, \|\mathbf{h}_1\|^2 \sigma^2)$ , $\tilde{n}_{2,l} \sim \text{CN}(0, \|\mathbf{h}_2\|^2 \sigma^2)$ , $\|\mathbf{h}_l\|^2 = |A_{1,l}|^2 + |A_{2,l}|^2$ , $l=1,2$ ,且

$$\mathbf{H} = \mathbf{G}^H \mathbf{G} = \begin{bmatrix} |A_{1,l}|^2 + |A_{2,l}|^2 & 0 \\ 0 & |A_{1,l}|^2 + |A_{2,l}|^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

因此,用户 $l$ 的接收表达式进一步表示为

$$y_l = \|\mathbf{h}_l\|^2 x_l + w_l \quad (11)$$

对于U1,由于 $\alpha_1 > \alpha_2$ ,U1在解码过程中将U2的信号看作噪声来解码它自己的信号.将式(5)代入式(11),可得U1的瞬时信干噪比(Signal-to-Interference-plus-Noise-Ratio, SINR)为

$$\gamma_{1,1} = \frac{\alpha_1 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2}{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2 + 2\sigma^2} \quad (12)$$

对于U2,在解码它自己的信号时需要先解码U1的信号,随后运用SIC将U1的信号消除,再解码它自己的信号.首先,U2解码U1信号的瞬时SINR为

$$\gamma_{2,1} = \frac{\alpha_1 E_s \|\mathbf{h}_2\|^2}{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2 + 2\sigma^2} \quad (13)$$

接着,U2解码自己信号的瞬时SINR为

$$\gamma_{2,2} = \frac{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_2\|^2}{2\sigma^2} \quad (14)$$

### 3 中断性能分析

当任意一个用户接收到的SINR高于其成功译码要求的最低目标传输速率时,信号被视为成功接收;否则,系统将发生中断事件.中断概率往往被作为一个衡量信号能否成功接收的重要性能指标.假设U1和U2成功解码的最低目标传输速率为 $R_{T1}$ 和 $R_{T2}$ , $\gamma_{T1}$ 和 $\gamma_{T2}$ 为对应于 $R_{T1}$ 和 $R_{T2}$ 的SINR, $\gamma_{Tl} = 2^{R_{Tl}} - 1$ ( $l=1,2$ ).

对于U1,成功解码自身信号即为解码成功,意味着没有中断发生;对于U2,成功解码其自身信号需要满足两个条件:一是先成功解码U1的信号;二是成功解码U2的信号,所以U1和U2发生中断的概率 $P_1$ 和 $P_2$ 分别计算为

$$\begin{aligned} P_1 &= \Pr \left[ \frac{\alpha_1 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2}{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2 + 2\sigma^2} < \gamma_{T1} \right] \\ &= \Pr \left[ \|\mathbf{h}_1\|^2 < \frac{2\sigma^2 \gamma_{T1}}{(\alpha_1 - \alpha_2 \gamma_{T1}) E_s} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

$$P_2 = \Pr \left\{ \frac{\alpha_1 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2}{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_2\|^2 + 2\sigma^2} < \gamma_{T1}, \frac{\alpha_1 E_s \|\mathbf{h}_2\|^2}{2\sigma^2} < \gamma_{T2} \right\} \quad (16)$$

$$= \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_2\|^2 < \max \left( \frac{2\sigma^2 \gamma_{T1}}{(\alpha_1 - \alpha_2 \gamma_{T1}) E_s}, \frac{2\sigma^2 \gamma_{T2}}{\alpha_2 E_s} \right) \right\}$$

从式(15)中可以看出,当  $\alpha_1 - \alpha_2 \gamma_{T1} < 0$  即  $0 < \alpha_1 < \frac{\gamma_{T1}}{1 + \gamma_{T1}}$  时,  $P_1 = 1$ . 运用 NOMA 思想可解释如下:当 U2 解码自身信号时,需要先对分配功率较高的 U1 信号进行解码. 如果  $\alpha_1$  太小,就无法成功解码 U1 信号. 另外,如果  $\alpha_1$  太大, U2 可能无法成功解码它自身的信号,同样也会发生中断事件.

为了得到中断概率的闭合表达式,首先需要获得  $X = \|\mathbf{h}_l\|^2 = |A_{1,l}|^2 + |A_{2,l}|^2, l = 1, 2$  的累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF). 由  $A_{1,l} = \sum_{i=1}^{N/2} h_{i,l}, A_{2,l} = \sum_{i=N/2+1}^N h_{i,l}$  以及独立同分布的高斯分布的性质可知,  $A_{1,l}, A_{2,l} \sim \text{CN} \left( 0, \frac{N\sigma_l^2}{2} \right), l = 1, 2$ . 由于  $A_{1,l}$  和  $A_{2,l}$  均为复数,  $X$  可视为具有 4 个自由度的卡方分布随机变量,可获得其 CDF 的表达式为<sup>[9]</sup>

$$F_X(x) = 1 - \left( 1 + \frac{x}{\lambda} \right) e^{-\frac{x}{\lambda}} \quad (17)$$

其中,  $\lambda$  等于  $A_{1,l}$  或  $A_{2,l}$  的方差.

由式(15)和式(17)可得, U1 的中断概率的闭合形式表示为

$$P_1 = 1 - \left( 1 + \frac{2\eta_1}{N\sigma_1^2} \right) e^{-\frac{2\eta_1}{N\sigma_1^2}} \quad (18)$$

其中,  $\eta_1 = \frac{2\sigma^2 \gamma_{T1}}{(\alpha_1 - \alpha_2 \gamma_{T1}) E_s}$ .

同理,根据式(16), U2 的中断概率的闭合形式计算为

$$P_2 = 1 - \left( 1 + \frac{2\eta_2}{N\sigma_2^2} \right) e^{-\frac{2\eta_2}{N\sigma_2^2}} \quad (19)$$

其中,  $\eta_2 = \max \{ \eta_1, \eta_3 \}, \eta_3 = \frac{2\sigma^2 \gamma_{T2}}{\alpha_2 E_s}$ .

理论分析:接下来,基于式(18)和式(19)所推导的用户 U1 和 U2 的闭式表达,客观地分析不同参数对中断性能的影响,进而从理论上获得一些有价值的、确实可信的洞见.

首先分析 IRS 反射单元数  $N$  对中断概率的影响,对式(18)和式(19)中的  $N$  分别进行求导可得  $\frac{dP_1}{dN} =$

$-\frac{4\eta_1^2}{N^3 \sigma_1^4} e^{-\frac{2\eta_1}{N\sigma_1^2}}, \frac{dP_2}{dN} = -\frac{4\eta_2^2}{N^3 \sigma_2^4} e^{-\frac{2\eta_2}{N\sigma_2^2}}$ . 由于  $\eta_1$  和  $\eta_2$  均大于 0, 所以  $dP_1/dN$  和  $dP_2/dN$  均小于 0, 可知 U1 和 U2 的中断概率均为  $N$  的递减函数, 即随着反射单元个数  $N$  的增大,  $P_1$  和  $P_2$  逐渐减小.

其次,分析发射功率对中断概率的影响,对式(18)和式(19)中的  $\eta_1$  和  $\eta_2$  分别求导可得其导数为  $\frac{dP_1}{d\eta_1} =$

$\frac{4\eta_1}{N^2 \sigma_1^4} e^{-\frac{2\eta_1}{N\sigma_1^2}}, \frac{dP_2}{d\eta_2} = \frac{4\eta_2}{N^2 \sigma_2^4} e^{-\frac{2\eta_2}{N\sigma_2^2}}$ . 由于  $\eta_1$  和  $\eta_2$  均大于 0, 所以  $dP_1/d\eta_1$  和  $dP_2/d\eta_2$  均大于 0, 所以  $P_1$  是关于  $\eta_1$  的递增函数,  $P_2$  是关于  $\eta_2$  的递增函数. 具体地说,当发射能量  $E_s$  增大时,  $\eta_1$  和  $\eta_2$  都随之变小,  $P_1$  和  $P_2$  也随之降低;反之,  $E_s$  减小, 中断概率变大.

### 4 遍历速率分析

对于一个平稳的遍历随机衰落过程,通信系统信道可实现的容量常用遍历速率进行测量. 在本节中,基于所提出的系统框架,对发射端到用户端的遍历速率闭合表达式进行详细推导. 系统遍历速率为 U1 和 U2 的遍历速率的和,即

$$R_{\text{sum}}^{(e)} = R_1^{(e)} + R_2^{(e)} \quad (20)$$

接下来,分别计算  $R_1^{(e)}$  和  $R_2^{(e)}$ .

#### 4.1 U1 的遍历速率

利用式(12), U1 的遍历速率  $R_1^{(e)}$  可以表示为

$$R_1^{(e)} = E \left[ \log \left( 1 + \frac{\alpha_1 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2}{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2 + 2\sigma^2} \right) \right] \quad (21)$$

其中,  $E[x]$  表示对随机变量  $x$  取数学期望.

令  $\mu = \frac{\alpha_1 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2}{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2 + 2\sigma^2}$ , 式(21)可计算为

$$R_1^{(e)} = E[\log(1 + \mu)]$$

$$= \frac{1}{\ln 2} \int_0^{+\infty} \frac{1 - F_{\Theta}(\mu)}{1 + \mu} d\mu \quad (22)$$

其中,  $f_{\Theta}(\mu)$  和  $F_{\Theta}(\mu)$  分别是  $\mu$  的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)和 CDF. 此外,  $F_{\Theta}(\mu)$  可以表示为

$$F_{\Theta}(\mu) = \Pr \left\{ \frac{\alpha_1 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2}{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_1\|^2 + 2\sigma^2} < \mu \right\} \quad (23)$$

$$= \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_1\|^2 < \frac{2\sigma^2 \mu}{(\alpha_1 - \alpha_2 \mu) E_s} \right\}$$

由式(23)可知,  $(\alpha_1 - \alpha_2 \mu) E_s > 0$ , 即  $\mu < \alpha_1 / \alpha_2$ , 满足概率存在的条件; 否则,  $F_{\Theta}(\mu) = 1$ , 将  $F_{\Theta}(\mu) = 1$  代入式(22)中, 可得  $R_1^{(e)} = 0$ .

根据式(17), 式(23)中的  $F_{\Theta}(\mu)$  可以表示为

$$F_{\Theta}(\mu) = 1 - \left( 1 + \frac{2\sigma^2\mu}{(\alpha_1 - \alpha_2\mu)E_s\lambda} \right) e^{-\frac{2\sigma^2\mu}{(\alpha_1 - \alpha_2\mu)E_s\lambda}} \quad (24)$$

将式(24)代入式(22),  $R_1^{(e)}$ 进一步表示为

$$R_1^{(e)} = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \frac{1 + \frac{4\sigma^2\mu}{(\alpha_1 - \alpha_2\mu)E_s N\sigma_1^2}}{1 + \mu} e^{-\frac{4\sigma^2\mu}{(\alpha_1 - \alpha_2\mu)E_s N\sigma_1^2}} d\mu \quad (25)$$

由于式(25)中的积分难以获得精确的闭合表达式,在接下来的推导中,借助高斯-切比雪夫求积方法(Gauss-Chebyshev Quadrature, GCQ)<sup>[18]</sup>求得较为精确的闭式解. GCQ的积分规则表示为

$$\int_{-1}^1 \frac{f(x)}{\sqrt{1-x^2}} dx = \frac{\pi}{K} \sum_{k=1}^K f \left[ \cos \left( \frac{2k-1}{2K} \pi \right) \right] \quad (26)$$

其中,  $K$ 是精度-复杂度折中参数.  $K$ 越大,该近似解越趋近于精确解. 但精确的同时也导致较为复杂的计算,因此需要选择一个适当的  $K$ 平衡精确度和复杂度.

将式(25)的积分等价转换成式(26)中左边的形式,得到  $R_1^{(e)}$ 的近似闭式表达式为

$$R_1^{(e)} \approx \frac{\pi\alpha_1}{2K\alpha_2 \ln 2} \sum_{k=1}^K \sqrt{1-x_k^2} \frac{1 + \frac{4(1+x_k)\sigma^2}{\alpha_2(1-x_k)E_s N\sigma_1^2}}{1 + \frac{\alpha_1}{2\alpha_2}(1+x_k)} e^{-\frac{4(1+x_k)\sigma^2}{\alpha_2(1-x_k)E_s N\sigma_1^2}} \quad (27)$$

其中,  $x_k = \cos \left( \frac{2k-1}{2K} \pi \right)$ .

$$R_2^{(e)} = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{+\infty} \frac{1 + \frac{4\sigma^2\beta}{\alpha_2 E_s N\sigma_2^2}}{1 + \beta} e^{-\frac{4\sigma^2\beta}{\alpha_2 E_s N\sigma_2^2}} d\beta = \frac{1}{\ln 2} \left[ \underbrace{\int_0^{+\infty} \frac{1}{1+\beta} e^{-\frac{4\sigma^2\beta}{\alpha_2 E_s N\sigma_2^2}} d\beta}_{Q_1} + \frac{4\sigma^2}{\alpha_2 E_s N\sigma_2^2} \underbrace{\int_0^{+\infty} \frac{\beta}{1+\beta} e^{-\frac{4\sigma^2\beta}{\alpha_2 E_s N\sigma_2^2}} d\beta}_{Q_2} \right] \quad (33)$$

式(33)中的  $Q_1$ 和  $Q_2$ 的积分结果为

$$Q_1 = -e^v \text{Ei}(-v) \quad (34)$$

$$Q_2 = e^v \text{Ei}(-v) + v^{-1} \quad (35)$$

其中,  $v = \frac{4\sigma^2}{\alpha_2 E_s N\sigma_2^2}$ ,  $\text{Ei}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{e^t}{t} dt$ 是指数积分函数.  $Q_1$ 和  $Q_2$ 中的积分参考以下两个公式<sup>[19]</sup>:

$$\int_0^{+\infty} \frac{1}{a+x} e^{-bx} dx = -e^{ab} \text{Ei}(-ab) \quad (36)$$

$$\int_0^{+\infty} \frac{x^n}{x+a} e^{-bx} dx = (-1)^{n-1} a^n e^{ab} \text{Ei}(-ab) + \sum_{k=1}^n (k-1)! (-n)^{n-k} b^{-k} \quad (37)$$

其中,  $a > 0, b > 0$ 均为实数.

根据式(34)和式(35),可得到  $R_2^{(e)}$ 的精确的闭合表达式:

$$R_2^{(e)} = \frac{1}{\ln 2} \left[ (v-1)e^v \text{Ei}(-v) + 1 \right] \quad (38)$$

式(27)的渐近分析:当发射功率变大,趋于无穷时,遍历速率趋于一个恒定值. 通过数学极限分析,此恒定值表示为

$$R_1^{(e, \infty)} = \frac{\pi\alpha_1}{2K\alpha_2 \ln 2} \sum_{k=1}^K \frac{\sqrt{1-x_k^2}}{1 + \frac{\alpha_1}{2\alpha_2}(1+x_k)} \quad (28)$$

## 4.2 U2的遍历速率

根据式(14), U2的遍历速率  $R_2^{(e)}$ 表示为

$$R_2^{(e)} = E \left[ \log \left( 1 + \frac{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_2\|^2}{2\sigma^2} \right) \right] \quad (29)$$

令  $\beta = \frac{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_2\|^2}{2\sigma^2}$ , 式(29)可计算为

$$R_2^{(e)} = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{+\infty} \frac{1 - F_{\Theta}(\beta)}{1 + \beta} d\beta \quad (30)$$

其中,  $F_{\Theta}(\beta)$ 是变量  $\beta$ 的CDF,其可以表示为

$$F_{\Theta}(\beta) = \Pr \left\{ \frac{\alpha_2 E_s \|\mathbf{h}_2\|^2}{2\sigma^2} < \beta \right\} = \Pr \left\{ \|\mathbf{h}_2\|^2 < \frac{2\sigma^2\beta}{\alpha_2 E_s} \right\} \quad (31)$$

根据式(17)和式(31)中的  $F_{\Theta}(\beta)$ 可以计算为

$$F_{\Theta}(\beta) = 1 - \left( 1 + \frac{2\sigma^2\beta}{\alpha_2 E_s \lambda} \right) e^{-\frac{2\sigma^2\beta}{\alpha_2 E_s \lambda}} \quad (32)$$

因此,  $R_2^{(e)}$ 可以进一步表示为

接下来,对  $R_2^{(e)}$ 的单调性进行数学分析.

首先,对式(38)中的  $v$ 进行求导可得  $\frac{dR_2^{(e)}}{dv} =$

$$\frac{1}{\ln 2} \left[ v e^v \text{Ei}(-v) + \frac{v-1}{v} \right], \text{代入式 } \text{Ei}(-x) = e^{-x} \left[ -\frac{1}{x} + \int_0^{\infty} \frac{e^{-t}}{(x+t)^2} dt \right]$$

后,该导数重新计算为  $\frac{dR_2^{(e)}}{dv} =$

$$\frac{v}{\ln 2} \left[ \int_0^{\infty} \frac{e^{-t}}{(v+t)^2} dt - \frac{1}{v^2} \right].$$

由于  $\int_0^{\infty} \frac{e^{-t}}{(v+t)^2} dt < \int_0^{\infty} \frac{e^{-t}}{v^2} dt = \frac{1}{v^2}$ , 且  $v > 0$ , 因此

$\frac{dR_2^{(e)}}{dv} < 0$ , 可知  $R_2^{(e)}$ 是关于  $v$ 的递减函数.

进一步根据  $v$ 的表达式,可获得更为具体的理论结果:给定  $N$ , 当  $E_s$ 增大时,  $v$ 减小,  $R_2^{(e)}$ 会随之提升;同理, 给定  $E_s$ , 当  $N$ 增大时,  $v$ 减小,  $R_2^{(e)}$ 会随之提升.

### 5 仿真结果与分析

本节对上述推导分析的中断概率和遍历速率表达式进行数值和模拟验证,包含两个任务:一是验证分析的闭合表达式与蒙特卡洛仿真之间的一致性;二是观察不同系统参数选择对中断概率和遍历速率的影响.同时,还展示了所提 IRS-STBC-NOMA 框架相比现有的 STBC-NOMA<sup>[8]</sup>方案的性能优势.主要系统参数设置如下:信道方差 $\sigma_1^2=0.5, \sigma_2^2=1$ ,GCQ的项数 $K=8$ ,U1和U2的目标速率为 $R_{r1}=R_{r2}=1$ ,噪声方差 $\sigma^2=1$ .此外,在接下来给出的仿真图中,“精确值”“蒙特卡洛”和“GCQ”分别表示精确数值分析表达式、蒙特卡洛仿真结果和高斯-切比雪夫近似值.

#### 5.1 中断概率

图2显示了所提 IRS-STBC-NOMA 系统不同用户中断概率的蒙特卡罗模拟(不同标识符区分)和理论分析曲线(实线),这里考虑两种不同的功率分配参数,即 $\alpha_1=0.7$ 和 $\alpha_1=0.9$ .从图中可以观察到,由式(18)和式(19)生成的数值分析曲线与实际模拟的曲线在整个横轴上完全吻合,中断概率随着发射功率的增加而逐渐降低.当U1被分配90%的功率时( $\alpha_1=0.9$ ),其中断性能显著提高,但U2因功率降低导致其中断性能变差,其根本原因是U1的SINR是一个递增函数(从式(12)可以看出).另外,分配给U2的功率越低,其SINR越小,解码的成功率就越低.当 $\alpha_1=0.7$ 时,对于U1,IRS-STBC-NOMA略优于IRS-STBC-NOMA,而对于U2,两种方案几乎重合.当 $\alpha_1=0.9$ 时,对于U1和U2,两种方案的中断性能相近.

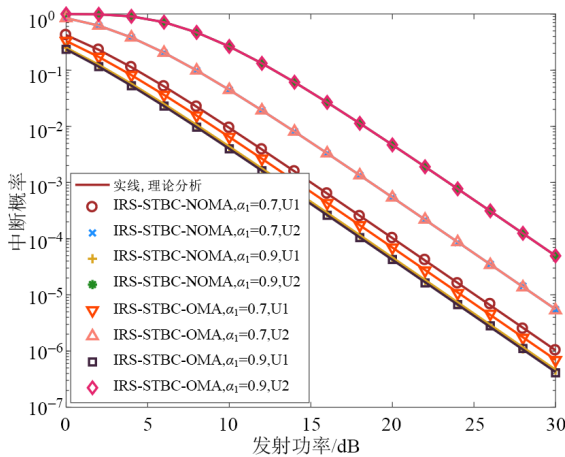


图2 用户的中断性能对比

图3比较了 $\alpha_1=0.7$ 时U1和U2用户在IRS-STBC-NOMA和STBC-NOMA方案下的中断性能.从图中可以看出,与STBC-NOMA相比,IRS-STBC-NOMA系统的U1和U2的中断概率都显著降低,例如在 $E_s=20$  dB时,U1的中断概率从 $4.668 \times 10^{-3}$ (STBC-NOMA)降到 $1.209 \times$

$10^{-3}$ (IRS-STBC-NOMA),U2的中断概率从 $2.131 \times 10^{-3}$ (STBC-NOMA)降低到 $5.434 \times 10^{-4}$ (IRS-STBC-NOMA).这意味着所提方案可以显著降低中断发生,提高传输鲁棒性,从而提高系统性能.

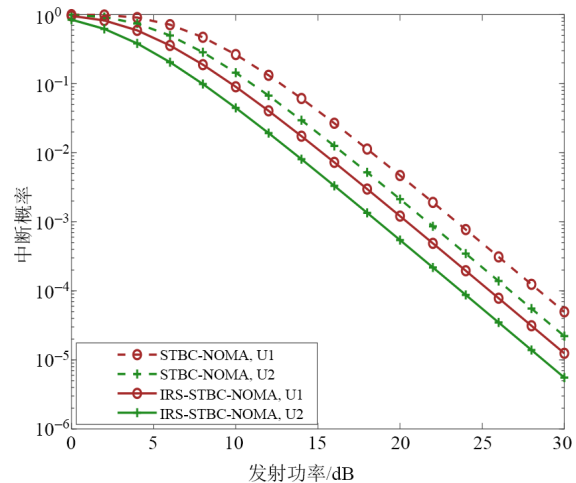


图3 IRS-STBC-NOMA与STBC-NOMA的中断性能比较

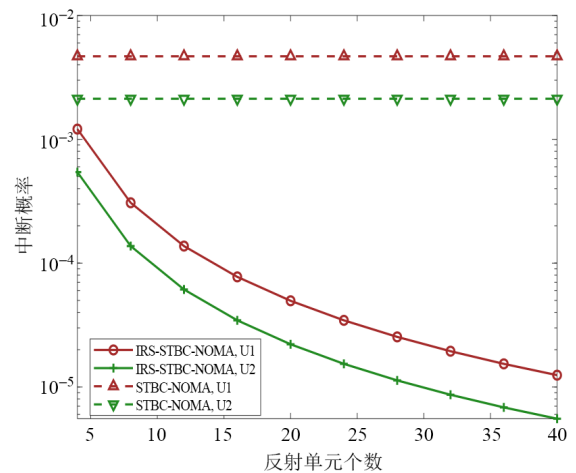


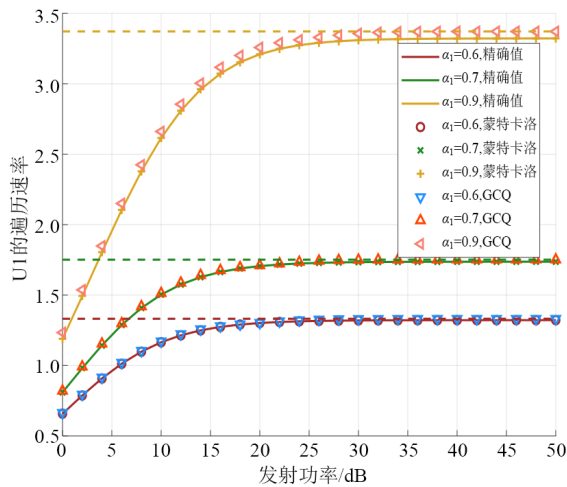
图4 反射元件个数对系统中断概率的影响

图4仿真了在 $\alpha_1=0.7, E_s=20$  dB的情况下,IRS反射元件的个数对系统中断性能的影响.从图中可以看出,IRS-STBC-NOMA系统随着IRS反射元件个数的增加,中断概率逐渐降低,这是由于随着反射元件的增加,IRS到每个用户的反射链路的信道质量增强,减少了中断的发生.然而STBC-NOMA方案的中断性能与反射元件的个数无关,与IRS-STBC-NOMA方案相比存在显著的性能差距.

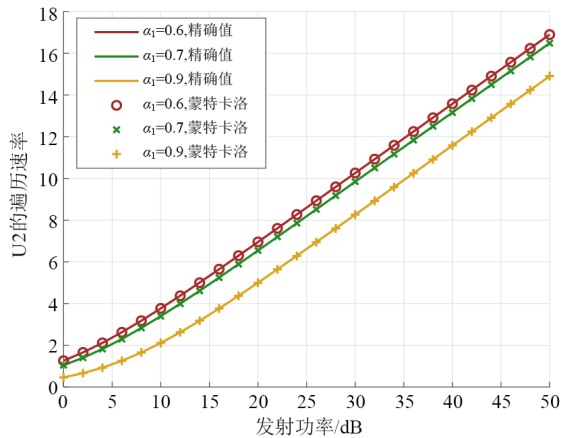
#### 5.2 遍历速率

图5绘制了 $\alpha_1=0.6, \alpha_1=0.7$ 和 $\alpha_1=0.9$ 这三种功率参数分配下U1和U2的遍历速率曲线.对于U1,图5(a)中的虚线表示的是式(28)中的渐近速率.在不同 $\alpha_1$ 的情况下,基于式(27)的近似表达式生成的曲线与式(25)

的数值分析表达式和蒙特卡罗模拟结果基本一致. U1 对应的所有曲线逐渐接近于一个定值, 原因在于随着发射功率的增加, 叠加信号产生的干扰功率也随之增加. 对于 U2, 图 5(b) 验证了式 (38) 中数值分析表达式的准确性. 从图中可以发现, U2 的遍历速率是关于发射功率的递增函数, 所以随着发射功率的增加, U2 的遍历速率是逐渐增大的. 从图中还可以观察到,  $R_1^{(e)}$  随着  $\alpha_1$  变大而增加, 而  $R_2^{(e)}$  则相反. 这是因为式 (27) 中的  $R_1^{(e)}$  是关于  $\alpha_1$  的递增函数, 而式 (38) 中的  $R_2^{(e)}$  是关于  $\alpha_1$  的递减函数.



(a) U1 遍历速率

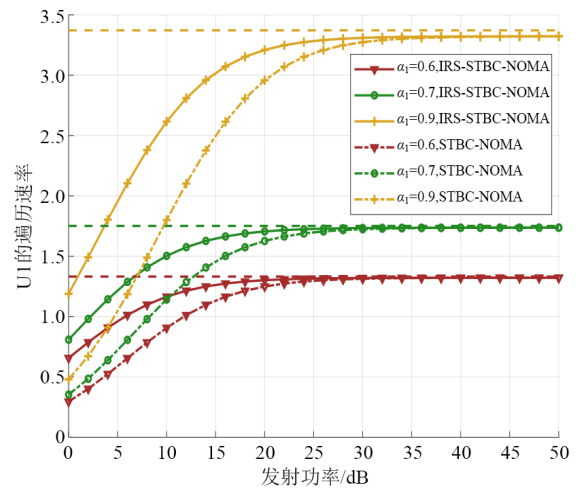


(b) U2 遍历速率

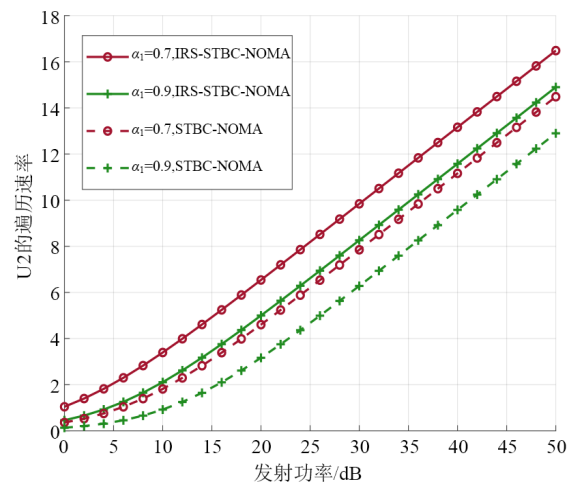
图 5 U1 和 U2 的遍历速率

图 6 对比了所提 IRS-STBC-NOMA 和现有的 STBC-NOMA 方案在  $\alpha_1$  分别为 0.7 和 0.9 时的遍历速率的性能. 从图中明显可以看出, 无论是 U1 还是 U2, 所提方案相比 STBC-NOMA 具有明显的性能提升. 例如, 当

$E_s = 20$  dB 且  $\alpha_1 = 0.9$  时,  $R_1^{(e)}$  在图 6(a) 中由 2.958 增加到 3.209,  $R_2^{(e)}$  在图 6(b) 中由 3.166 增加到 4.999. 值得说明的是, 随着发射功率的增大, 用户 1 的遍历速率趋于恒定值, 此饱和值与图 6(a) 中平行于横轴的虚线 (由式 (28) 得到) 一致. 图 6(b) 中用户 2 的遍历速率随发射功率的增加而提升, 进一步证实了 4.2 节中对式 (38) 的分析.



(a) U1 遍历速率



(b) U2 遍历速率

图 6 IRS-STBC-NOMA 和 STBC-NOMA 方案的遍历速率对比

图 7 证实了不同 NOMA 功率分配系数下 IRS-STBC-NOMA 相比 IRS-STBC-OMA 方案的遍历速率优势. 图中纵坐标是系统用户的遍历速率之和, 这里  $N=16$ . 可见, 提升系统的传输速率和频谱效率并灵活调控不同用户的服务质量是 NOMA 技术备受关注的主要原因.

综上所述, IRS, STBC 和 NOMA 三者的有机融合,

可在系统可靠性和速率之间实现优势互补。

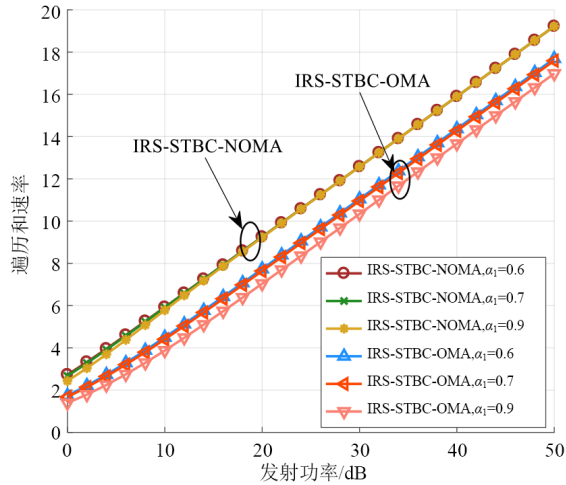


图7 IRS-STBC-NOMA 和 IRS-STBC-OMA 方案的遍历速率对比

## 6 结论

本文提出了 IRS-STBC-NOMA 的传输框架,采用射频信号发生器来代替发射机侧的射频链,IRS 担当 AP 的角色,运用 Alamouti 编码思想通过两个 IRS 子面将叠加的 NOMA 信号传输给两个用户. 主要推导了两个用户的中断概率和遍历速率,并通过仿真模拟证实了解析表达式与蒙特卡洛模拟的一致性. 同时,理论分析和仿真发现,随着 IRS 反射单元个数的增加,中断性能不断提高. 与现有的 STBC-NOMA 方案相比,不论是中断概率还是遍历速率,所提传输方案具有显著的性能优势. 值得说明的是,所提 IRS-STBC-NOMA 传输方案并不局限于两个用户的场景,它可以方便地扩展到多个用户的下行链路场景.

## 参考文献

- [1] ZHANG L, LI W, WU Y Y, et al. Using non-orthogonal multiplexing in 5G-MBMS to achieve broadband-broadcast convergence with high spectral efficiency[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2020, 66(2): 490-502.
- [2] MAKKI B, CHITTI K, BEHAVAN A, et al. A survey of NOMA: Current status and open research challenges[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020, 1: 179-189.
- [3] DING Z G, YANG Z, FAN P Z, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(12): 1501-1505.
- [4] CHOI J. On the power allocation for MIMO-NOMA systems with layered transmissions[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(5): 3226-3237.
- [5] LI J G, LI X M, WANG A H, et al. Beamspace MIMO-NOMA for millimeter-wave broadcasting via full-duplex D2D communications[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2020, 66(2): 545-554.
- [6] WANG J L, XIA B, XIAO K X, et al. Performance analysis and power allocation strategy for downlink NOMA systems in large-scale cellular networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(3): 3459-3464.
- [7] CHOI J. Non-orthogonal multiple access in downlink coordinated two-point systems[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(2): 313-316.
- [8] TANG Z H, WANG J, WANG J T, et al. Harvesting both rate gain and diversity gain: Combination of NOMA with the Alamouti scheme[C]//2017 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB). Piscataway: IEEE, 2017: 1-3.
- [9] TOKA M, KUCUR O. Non-orthogonal multiple access with alamouti space-time block coding[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(9): 1954-1957.
- [10] ZHENG B X, WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-assisted multiple access with user pairing: NOMA or OMA? [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(4): 753-757.
- [11] CHENG Y Y, LI K H, LIU Y W, et al. Non-orthogonal multiple access (NOMA) with multiple intelligent reflecting surfaces[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(11): 7184-7195.
- [12] BASAR E. Transmission through large intelligent surfaces: A new frontier in wireless communications[C]//2019 European Conference on Networks and Communications (EuCNC). Piscataway: IEEE, 2019: 112-117.
- [13] BASAR E. Reconfigurable intelligent surface-based index modulation: A new beyond MIMO paradigm for 6G [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(5): 3187-3196.
- [14] CANBILEN A E, BASAR E, IKKI S S. Reconfigurable intelligent surface-assisted space shift keying[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(9): 1495-1499.
- [15] HUANG C W, ALEXANDROPOULOS G C, ZAPPONE A, et al. Energy efficient multi-user MISO communication using low resolution large intelligent surfaces[C]//2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE, 2019: 1-6.
- [16] KHALEEL A, BASAR E. Reconfigurable intelligent surface-empowered MIMO systems[J]. IEEE Systems Journal, 2021, 15(3): 4358-4366.

- [17] ZHOU M Y, CHEN X Y, TANG W K, et al. Dual-polarized RIS-based STBC transmission with polarization coupling analysis[J]. ZTE Communications, 2022, 20(1): 63-75.
- [18] HILDEBRAND E. Introduction to Numerical Analysis [M]. New York: Dover, 1987.
- [19] GRADSHTEĪN I S, RYZHIK I M, JEFFREY A, et al. Table of Integrals, Series and Products[M]. 7th ed. Oxford: Academic, 2007.

#### 作者简介



李素月 女, 1980年生, 河南周口人. 2013年于上海交通大学获博士学位. 太原科技大学教授. 研究方向为5G和6G通信系统信号处理、智能反射面、NOMA技术、UAV技术、全双工FD技术等.  
E-mail: lsy@tyust.edu.cn

孟凡一 男, 1996年生, 山东济宁人. 太原科技大学硕士研究生毕业. 主要研究方向为空时分组码、NOMA和智能反射面技术.

E-mail: 768122631@qq.com

王安红 女, 1972年生, 山西闻喜人. 2009年于北京交通大学获博士学位. 太原科技大学教授. 主要研究方向为图像视频编码与传输、深度学习、3D点云等.

E-mail: ahwang@tyust.edu.cn