

DOI:10.16356/j.1005-2615.2023.05.004

## 基于上/下行 NOMA 的卫星通信系统遍历容量分析

谈苗苗, 孔槐聪, 黄庶沛, 程 铭, 林 敏

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

**摘要:** 卫星通信作为实现广域覆盖和泛在连接不可或缺的一种手段, 在民航空管、应急通信等实际应用中扮演着重要的角色。为了提升卫星通信系统的频谱效率和传输速率, 首先将点波束和非正交多址(Non-orthogonal multiple access, NOMA)技术相结合, 提出了一种高效的上/下行 NOMA 传输方案。其次, 在假设卫星链路服从阴影莱斯(Shadowed-Rician, SR)分布, 同时接收端采用完美和非完美串行干扰消除(Successive interference cancellation, SIC)的情况下, 推导出所提方案的卫星系统遍历容量闭合表达式。最后, 仿真结果验证了理论分析的正确性以及所提方案相较于正交多址方案获得的性能提升, 并进一步分析了信道衰落系数、功率分配系数和残余干扰程度等因素对系统遍历容量的影响。

**关键词:** 卫星通信; 非正交多址; 遍历容量; 非完美串行干扰消除

**中图分类号:** TN92 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2023)05-0780-09

## Ergodic Capacity Analysis of Uplink/Downlink NOMA-Based Satellite Communication System

TAN Miaomiao, KONG Huaicong, HUANG Shupe, CHENG Ming, LIN Min

(College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract:** As an indispensable solution for wide coverage and ubiquitous connectivity, satellite communication plays an important role in practical applications, including civil aviation air traffic management and emergency communication. To improve the spectral efficiency and transmission rate of satellite communication system, we propose an efficient uplink/downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) transmission scheme combining spot beam with NOMA technology. Then, based on the assumption that the satellite links experience shadowed-Rician (SR) fading while the perfect and imperfect successive interference cancellation (SIC) are separately adopted at receivers. We derive the closed-form expression for the ergodic capacity of the proposed scheme. Finally, simulation results are given to validate the theoretical analysis and the performance improvement compared to the orthogonal multiple access (OMA) scheme. The effects of various parameters are further revealed on the system performance, such as channel fading coefficient, power allocation fraction and residual interference level.

**Key words:** satellite communication; non-orthogonal multiple access (NOMA); ergodic capacity; imperfect successive interference cancellation

**基金项目:** 重点国际合作研究项目(61720106003); 国家自然科学基金青年基金(62301282); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(KYCX21\_0739); 南京邮电大学引进人才科研启动基金(NY220111)。

**收稿日期:** 2023-01-05; **修订日期:** 2023-04-03

**通信作者:** 林敏, 男, 教授, 博士生导师, E-mail: linmin@njupt.edu.cn。

**引用格式:** 谈苗苗, 孔槐聪, 黄庶沛, 等. 基于上/下行 NOMA 的卫星通信系统遍历容量分析[J]. 南京航空航天大学学报, 2023, 55(5): 780-788. TAN Miaomiao, KONG Huaicong, HUANG Shupe, et al. Ergodic capacity analysis of uplink/downlink NOMA-based satellite communication system[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2023, 55(5): 780-788.

卫星通信具有覆盖范围广、通信容量大且不受地理条件限制等多种优势,能够为偏远和人口稀少地区提供高质量的通信服务,能够在地面基础网络遭受自然灾害破坏时,提供及时高效的应急通信。同时,作为航空空管系统中的关键技术,卫星通信能够有效解决目前航空通信中存在的覆盖范围有限、稳定性差等问题,进一步满足了民航空管中安全保障等业务需求。在这种情况下,卫星通信成为了学术界和工业界的关注热点<sup>[1-3]</sup>。

在现有的相关研究中,卫星通信系统通常采用正交多址(Orthogonal multiple access, OMA)技术为覆盖范围内的用户提供通信服务,并且已有不少文献对其性能进行了分析。例如,文献[4]将频分多址技术应用用于卫星上行链路,推导了译码转发(Decode-and-forward, DF)协议下卫星系统的中断概率表达式。此外,卫星常常作为空中中继节点将来自上行链路源节点的信号,通过下行链路转发至目的节点<sup>[5]</sup>。文献[5]同时考虑上行和下行链路,分析了单用户卫星通信系统的中断概率和遍历容量(Ergodic capacity, EC)。然而,仅研究单个卫星用户是不切实际的。文献[6]针对采用DF协议的多用户卫星通信系统,推导了中断概率闭合表达式。进一步,考虑天线增益和卫星链路损耗等实际参数的影响,文献[7]分析了时分多址(Time division multiple access, TDMA)方案下多用户卫星通信系统的中断性能。然而,需要指出的是,受限于有限的频谱资源和较低的资源利用率,OMA技术已难以应对日益增长的用户接入需求<sup>[8]</sup>。因此,为了有效克服OMA技术的缺陷,并进一步提高卫星通信系统的频谱效率,新型多址接入技术受到了国内外研究学者的广泛关注。

与传统OMA技术不同的是,非正交多址接入(Non-orthogonal multiple access, NOMA)技术通过引入功率域复用技术,同时同频服务多个用户,在同一资源块内主动引入干扰,接收端通过串行干扰消除(Successive interference cancellation, SIC)技术逐级消除干扰并解码<sup>[9]</sup>,更大程度地利用有限的时域和频域资源,进一步提高频谱效率。因此,NOMA技术除了在地面网络中得到了深入的研究<sup>[10-13]</sup>,由于其优越的性能,它在卫星通信系统中的应用也是当前的一个研究热点。例如,针对采用上行NOMA传输的卫星通信系统,文献[14]在假设卫星链路服从阴影莱斯(Shadowed-Rician, SR)分布的条件下,分析了SIC和联合解码两种检测方案下系统的中断性能。文献[15]推导出基于上行NOMA的卫星网络遍历容量表达式,并进一步分析了用户位置信息和非完美信道状态信息等参数

对系统性能的影响。需要指出的是,上述文献仅考虑了接收端执行完美SIC的情况。然而在实际基于NOMA的卫星通信系统中,由于接收机性能的限制,很难执行完美SIC。为了揭示非完美条件对系统性能的影响,文献[16]分析了基于非完美SIC的下行卫星通信系统的中断性能,并推导出高信噪比条件下系统的渐进中断表达式,验证了NOMA传输方案的优越性。文献[17]针对无人机辅助的下行星地融合网络,推导了考虑非完美SIC和硬件损伤条件下的系统中断概率闭合表达式。

值得注意的是,现有的大多数工作,例如,文献[14, 15]仅针对上行链路或者下行链路采用NOMA技术的卫星系统进行性能分析,同时仅考虑接收端采用完美SIC的情况。文献[16, 17]研究了非完美SIC条件下卫星系统的中断性能,但其将残余干扰表示成一项独立的干扰参数,这与实际信号处理过程不符<sup>[18]</sup>。此外,在实际应用场景中,卫星常常作为空中中继节点将上行链路源节点的信号通过下行链路转发至目的节点。尽管文献[5-7]同时考虑上行和下行链路来评估多用户卫星系统中断性能,但是均采用OMA方案,导致接入用户数目受限和系统资源利用率低。文献[13]在上行链路和下行链路中同时采用NOMA,但其局限于地面通信系统,且仅考虑了完美SIC。基于此,本文在同时考虑完美和非完美SIC条件下,分析了基于上/下行NOMA的卫星通信系统的遍历容量性能。

## 1 系统模型

如图1所示,本文研究了采用上/下行NOMA的卫星通信系统,旨在同时服务卫星波束覆盖范围内的异构用户。具体来说,在第1阶段,即上行链路传输阶段,为了进一步提升NOMA的性能优势,将卫星波束覆盖范围内两个信道增益差异大的异构源用户( $S_1$ 为固定终端, $S_2$ 为移动终端)划分为上行NOMA用户组,在同一时频资源块将信号发送给卫星。卫星执行SIC消除干扰并解得来自源用户的信号。在第2阶段,即下行链路传输阶段,两个异构目的用户( $D_1$ 为移动终端, $D_2$ 为固定终端)划分为下行NOMA用户组,卫星以叠加编码的方式将重新编码的信号同时转发至目的用户,目的用户采用SIC解得自己所需的信号,完成整个信号的传输。相较于文献[7]采用的TDMA方案,本文所提的上/下行NOMA传输方案具有更高的卫星资源利用率。

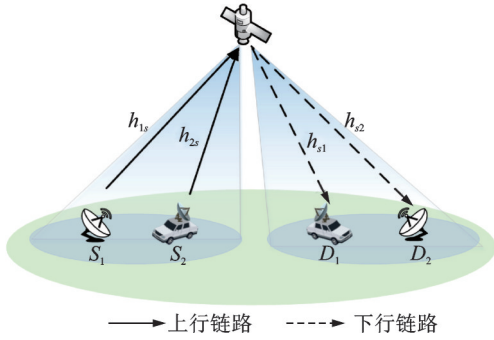


图1 系统模型图

Fig.1 System model

### 1.1 信道模型

考虑到卫星通信通常采用高增益的定向天线,以及电波传输引起的巨大损耗,卫星与地面用户间的无线信道通常建模为<sup>[19]</sup>

$$h_w = L_w \tilde{h}_w \quad (1)$$

式中: $w=(1s, 2s, s1, s2)$ 分别表示卫星系统上行和下行链路, $\tilde{h}_w$ 表示卫星链路的小尺度衰落, $L_w$ 表示信道系数。考虑卫星链路损耗、天线增益和噪声功率的影响,可表示为

$$L_w = \frac{c \sqrt{G_w G_{s,w}}}{4\pi f d \sqrt{\kappa T B}} \quad (2)$$

式中: $c$ 为光速, $f$ 为工作频率, $d$ 为地面用户与卫星的距离, $\kappa$ 为玻尔兹曼常数, $T$ 为噪声温度, $B$ 为噪声带宽, $G_w$ 为地面用户的反射面天线增益。根据文献[20],可以表示为

$$G_w = \begin{cases} G_t^{\max} - 2.5 \times 10^{-3} (D \bar{\theta}_i / \lambda)^2 & 0 < \bar{\theta}_i < \hat{\theta} \\ 2 + 15 \lg(D/\lambda) & \hat{\theta} \leq \bar{\theta}_i < \tilde{\theta} \\ 32 - 25 \lg \bar{\theta} & \tilde{\theta} \leq \bar{\theta}_i < 48^\circ \\ -10 & 48^\circ \leq \bar{\theta}_i \leq 180^\circ \end{cases} \quad (3)$$

式中: $G_t^{\max}$ 为天线最大增益, $D$ 为天线口径, $\bar{\theta}_i$ 为离轴角。 $\hat{\theta}$ 和 $\tilde{\theta}$ 分别表示为

$$\hat{\theta} = \frac{20}{D} \sqrt{G_t^{\max} - \left(2 + 15 \lg \frac{D}{\lambda}\right)} \quad (4)$$

$$\tilde{\theta} = 15.82 \left(\frac{D}{\lambda}\right)^{-0.6} \quad (5)$$

式中: $G_{s,w}$ 为卫星点波束增益,其表示为<sup>[13]</sup>

$$G_{s,w} = G_{s,w}^{\max} \left( \frac{J_1(u_{s,w})}{2u_{s,w}} + 36 \frac{J_3(u_{s,w})}{u_{s,w}^3} \right)^2 \quad (6)$$

式中: $G_{s,w}^{\max}$ 表示最大卫星天线增益, $J_n(\cdot)$ 表示 $n$ 阶第1类贝塞尔函数, $u_{s,w} = 2.071 23 \sin \phi_{s,w} / \sin \phi_{3dB}$ ,参数 $\phi_{3dB}$ 为波束的3 dB角度, $\phi_{s,w}$ 表示地面用户相对于卫星波束中心的偏轴角。

与现有的Loo模型、Corraza-Vaatalaro模型相比,SR统计分布模型具有形式简单、复杂度低且与实验数据高度吻合等优势,能大大简化卫星系统的中断概率、遍历容量等性能的理论推导过程。因此,本文假设卫星上行链路和下行链路均服从SR分布,那么, $|\tilde{h}_w|^2$ 的概率密度函数(Probability density function, PDF)表示为<sup>[15]</sup>

$$f_{|\tilde{h}_w|^2}(x) = \alpha_w \exp(-\beta_w x) {}_1F_1(m_w; 1; \delta_w x) \quad (7)$$

式中: $\alpha_w = \frac{\Omega_w}{2b_w(2b_w m_w + \Omega_w)}$ ,  $\beta_w = \frac{1}{2b_w} \times \left(\frac{2b_w m_w}{2b_w m_w + \Omega_w}\right)^{m_w}$ ,  $\delta_w = \frac{1}{2b_w}$ ,  $\Omega_w$ 为直达分量的平均功率, $2b_w$ 为散射分量的平均功率, $m_w$ 为Nakagami- $m$ 分布的衰落参数, ${}_1F_1(a; b; z)$ 为合流超几何函数。为了使性能分析更加简便,在实际应用中通常考虑 $m_w$ 取整数的情况,此时 ${}_1F_1(m_w; 1; \delta_w x)$ 可以展开为<sup>[7]</sup>

$${}_1F_1(m_w; 1; \delta_w x) = \sum_{n=0}^{m_w-1} \frac{(-1)^n (1-m_w)_n (\delta_w x)^n}{(n!)^2} \exp(\delta_w x) \quad (8)$$

根据式(7,8), $|\tilde{h}_w|^2$ 的PDF可以简化为

$$f_{|\tilde{h}_w|^2}(x) = \alpha_w \sum_{n=0}^{m_w-1} \frac{(-1)^n (1-m_w)_n \delta_w^n}{(n!)^2} x^n \exp(-(\beta_w - \delta_w)x) \quad (9)$$

### 1.2 信号模型

整个信号传输分为两个阶段。

(1) 上行NOMA阶段,考虑在实际上行NOMA场景中,源用户之间难以进行功率分配,因此 $S_1$ 和 $S_2$ 均以最大功率向卫星发送信号 $x_1$ 和 $x_2$ ,满足 $E[|x_1|^2] = E[|x_2|^2] = 1$ 。此时卫星的接收信号为

$$y_R = \sqrt{P_1} h_{1s} x_1 + \sqrt{P_2} h_{2s} x_2 + n_R \quad (10)$$

式中: $P_1$ 和 $P_2$ 分别为 $S_1$ 和 $S_2$ 的发射功率,并满足 $P_1 > P_2$ , $n_R$ 为均值为0,方差为 $\sigma_R^2 = \kappa T B$ 的加性高斯白噪声。考虑 $S_1$ 和 $S_2$ 分别为固定终端和移动终端,并且由于固定终端具有更高的天线增益,因此根据上行NOMA的解码原则,卫星先对 $x_1$ 进行解码并将 $x_2$ 视作干扰,此时卫星解码 $x_1$ 的信干噪比(Signal to interference plus noise ratio, SINR)表示为

$$\gamma_{x_1}^i = \frac{\bar{\gamma}_{11} |\tilde{h}_{1s}|^2}{\bar{\gamma}_{12} |\tilde{h}_{2s}|^2 + 1} \quad (11)$$

式中:  $\bar{\gamma}_{1i} = P_i L_{is}^2 / \sigma_R^2 (i = 1, 2)$  表示第  $i$  个源用户  $S_i$  与卫星之间的平均信噪比。之后, 卫星执行 SIC, 将已解得的  $x_1$  信号从接收信号中消去, 则卫星解码  $x_2$  的 SINR 为

$$\gamma_{x_2}^{t_1} = \frac{\bar{\gamma}_{12} |\tilde{h}_{2s}|^2}{\bar{\gamma}_{11} \xi_1 |\tilde{h}_{1s}|^2 + 1} \quad (12)$$

式中:  $\xi_1 (0 \leq \xi_1 \leq 1)$  为残余干扰程度,  $\xi_1 = 0$  为卫星执行完美 SIC, 即信号  $x_1$  被完全消去,  $\xi_1 = 1$  表示卫星不执行 SIC。

(2) 下行 NOMA 阶段, 卫星采用译码转发协议, 将叠加信号  $\sqrt{\beta_1 P_R} x_1 + \sqrt{\beta_2 P_R} x_2$  发送给  $D_i$ , 则  $D_i$  的接收信号表示为

$$y_{D_i} = \sqrt{\beta_1 P_R} h_{si} x_1 + \sqrt{\beta_2 P_R} h_{si} x_2 + n_D \quad i \in \{1, 2\} \quad (13)$$

式中:  $P_R$  为卫星的发射功率,  $\beta_1$  和  $\beta_2$  为功率分配系数, 并满足  $\beta_1 + \beta_2 = 1$ ,  $n_D$  为均值为 0, 方差为  $\sigma_D^2 = \kappa TB$  的加性高斯白噪声。考虑固定终端  $D_2$  具有更高的天线增益, 因此根据下行 NOMA 的解码原则,  $D_1$  将  $x_2$  视作干扰直接解码自己的信号  $x_1$ , 此时  $D_1$  解码  $x_1$  的 SINR 表示为

$$\gamma_{x_1}^{t_2} = \frac{\beta_1 \bar{\gamma}_{21} |\tilde{h}_{s1}|^2}{\beta_2 \bar{\gamma}_{21} |\tilde{h}_{s1}|^2 + 1} \quad (14)$$

式中:  $\bar{\gamma}_{2i} = P_R L_{si}^2 / \sigma_D^2 (i = 1, 2)$  表示卫星与第  $i$  个目的用户  $D_i$  之间的平均信噪比。而  $D_2$  必须先从接收信号中解出信号  $x_1$ , 在执行 SIC 后从剩余的信号中解得自己的信号  $x_2$ , 因此  $D_2$  解码  $x_2$  的 SINR 分别为

$$\gamma_{x_2}^{t_2} = \frac{\beta_2 \bar{\gamma}_{22} |\tilde{h}_{s2}|^2}{\beta_1 \bar{\gamma}_{22} \xi_2 |\tilde{h}_{s2}|^2 + 1} \quad (15)$$

与  $\xi_1$  类似,  $\xi_2$  表示  $D_2$  执行 SIC 的残余干扰程度。

值得注意的是, 文献[14, 15]仅研究卫星通信上行链路, 且接收端考虑完美 SIC 的情况, 是所提方案中阶段(1)的特例。此外, 文献[16, 17]都将残余干扰视作一个独立的参数, 而本文将与其与实际处理的信号相关联, 这便于系统性地分析残余干扰对性能的影响, 也与实际的信号处理过程相符。因此, 本文所研究的场景更加一般且实际。

## 2 遍历容量分析

为了评估所提方案的性能, 本节将对系统的遍历容量进行分析。遍历容量定义为端到端瞬时互信息量的期望<sup>[21]</sup>, 是衡量系统性能的一项重要指

标, 其在数学上表示为

$$\bar{C} = E[\log_2(1 + \gamma)] = \int_0^\infty \log_2(1 + x) f_\gamma(x) dx = \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{1 - F_\gamma(x)}{1 + x} dx \quad (16)$$

在采用译码转发协议的上/下行 NOMA 卫星通信系统中, 源用户至目的用户的 EC 取决于上行和下行链路中较小的那一跳。因此, 结合式(16),  $S_1$ - $D_1$  的 EC 可以表示为

$$\bar{C}_{x_1} = \frac{1}{2} E[\log_2(1 + \min(\gamma_{x_1}^{t_1}, \gamma_{x_1}^{t_2}))] = \frac{1}{2 \ln 2} \int_0^\infty \frac{(1 - F_{\gamma_{x_1}^{t_1}}(x))(1 - F_{\gamma_{x_1}^{t_2}}(x))}{1 + x} dx \quad (17)$$

为了得到  $\bar{C}_{x_1}$  的闭合表达式, 需要求解  $\gamma_{x_1}^{t_1}$  和  $\gamma_{x_1}^{t_2}$  的累积分布函数(Cumulative distribution function, CDF)。首先, 为了便于后续分析, 根据式(9),  $\gamma = \bar{\gamma} |\tilde{h}_w|^2$  的 PDF 可以表示为

$$f_\gamma(x) = \frac{\alpha_w}{\bar{\gamma}} \sum_{n=0}^{m_w-1} \frac{(-1)^n (1 - m_w)_n \delta_w^n}{(n!)^2} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}}\right)^n \exp\left(-\frac{l_w x}{\bar{\gamma}}\right) \quad (18)$$

式中:  $l_w = \beta_w - \delta_w$ 。为了更易推导 EC 的闭合表达式, 根据文献[22], 可以进一步得到  $\gamma$  的 CDF 表达式为

$$F_\gamma(x) = 1 - \alpha_w \sum_{k=0}^{m_w-1} \frac{(-1)^k (1 - m_w)_k \delta_w^k}{l_w^{k+1} k!} \exp\left(-\frac{l_w x}{\bar{\gamma}}\right) \sum_{n=0}^k \frac{l_w^n}{n!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}}\right)^n \quad (19)$$

根据式(11, 14), 引入变量

$$X = \bar{\gamma}_{11} |\tilde{h}_{1s}|^2, Y = \bar{\gamma}_{12} |\tilde{h}_{2s}|^2, V = \bar{\gamma}_{21} |\tilde{h}_{s1}|^2 \quad (20)$$

则  $\gamma_{x_1}^{t_1}$  和  $\gamma_{x_1}^{t_2}$  可以化简为

$$\gamma_{x_1}^{t_1} = \frac{\bar{\gamma}_{11} |\tilde{h}_{1s}|^2}{\bar{\gamma}_{12} |\tilde{h}_{2s}|^2 + 1} \triangleq \frac{X}{Y + 1} \quad (21)$$

$$\gamma_{x_1}^{t_2} = \frac{\beta_1 \bar{\gamma}_{21} |\tilde{h}_{s1}|^2}{\beta_2 \bar{\gamma}_{21} |\tilde{h}_{s1}|^2 + 1} \triangleq \frac{\beta_1 V}{\beta_2 V + 1} \quad (22)$$

利用连续型随机变量的全概率公式,  $\gamma_{x_1}^{t_1}$  和  $\gamma_{x_1}^{t_2}$  的 CDF 分别表示为

$$F_{\gamma_{x_1}^{t_1}}(u) = \Pr\left\{\frac{X}{Y + 1} \leq u\right\} = \Pr\{X \leq u(Y + 1)\} = \int_0^\infty F_X(u(y + 1)) f_Y(y) dy \quad (23)$$

$$F_{\gamma_{x_1}^{i_1}}(v) = \Pr\left\{\frac{\beta_1 V}{\beta_2 V + 1} \leq v\right\} = \Pr\left\{V \leq \frac{v}{\beta_1 - \beta_2 v}\right\} = F_V\left(\frac{v}{\beta_1 - \beta_2 v}\right) \quad (24)$$

将式(18,19)代入式(23,24),即可求得 $\gamma_{x_1}^{i_1}$ 和 $\gamma_{x_1}^{i_2}$ 的CDF分别为

$$F_{\gamma_{x_1}^{i_1}}(u) = 1 - \alpha_{s_1} \alpha_{s_2} \sum_{k_1=0}^{m_1-1} \sum_{k_2=0}^{m_2-1} \sum_{n_1=0}^{k_1} \sum_{p=0}^{n_1} \binom{n_1}{p} \bar{\gamma}_{12}^p \frac{\tilde{\omega}_{s_1} \tilde{\omega}_{s_2}}{n_1! k_2!} \frac{(p+k_2)!}{l_{s_1}^{k_1+1}} \left(\frac{l_{s_1} u}{\bar{\gamma}_{11}}\right)^{n_1} \exp\left(-\frac{l_{s_1} u}{\bar{\gamma}_{11}}\right) (l_{s_1} u + l_{s_2})^{-p-k_2-1} \quad (25)$$

$$F_{\gamma_{x_1}^{i_2}}(v) = 1 - \alpha_{d_1} \sum_{k_{d_1}=0}^{m_{d_1}-1} \sum_{n_2=0}^{k_{d_1}} \frac{\tilde{\omega}_{d_1}}{l_{d_1}^{k_{d_1}+1} n_2!} \exp\left(-\frac{l_{d_1} v}{\bar{\gamma}_{21}(\beta_1 - \beta_2 v)}\right) \left(\frac{l_{d_1} v}{\bar{\gamma}_{21}(\beta_1 - \beta_2 v)}\right)^{n_2} \quad (26)$$

式中: $\tilde{\omega}_w = (1 - m_w)_{k_w} (-\delta_w)^{k_w} / k_w!$ 。然而,式(25,26)中含有变量的部分较多且较为复杂,将式(25,26)代入式(17)后, $(1+x)^{-1}$ 的引入进一步加大了积分工作的复杂性,难以直接求得 $\bar{C}_{x_1}$ 的闭合表达式,由此可见,将NOMA技术同时应用于卫星上/下行链路,在DF协议情况下推导系统遍历容量的闭合表达式具有困难性和复杂性。基于此,本文考虑在高信噪比条件下做近似分析,即 $\bar{\gamma}_{1i} \rightarrow \infty$ ,  $\bar{\gamma}_{2i} \rightarrow \infty$ 时, $\gamma_{x_1}$ 可以近似为

$$f_Z(z) = \sum_{k_1=0}^{m_1-1} \sum_{k_2=0}^{m_2-1} \alpha_{s_1} \alpha_{s_2} \frac{\tilde{\omega}_{s_1}}{k_{s_1}!} \frac{\tilde{\omega}_{s_2}}{k_{s_2}!} (k_{s_1} + k_{s_2} + 1)! z^{k_1} (l_{s_1} z + l_{s_2})^{-(k_1+k_2+2)} \quad (29)$$

利用文献[23]中的式(15), $S_1$ - $D_1$ 的EC可以近似表示为

$$\bar{C}_{x_1} \approx \frac{1}{2} \int_0^{\beta_1} \log_2(1+z) f_Z(z) dz + \frac{1}{2} \int_{\beta_2}^{\infty} \log_2\left(1 + \frac{\beta_1}{\beta_2}\right) f_Z(z) dz \quad (30)$$

将Z的PDF代入式(30),经过变量代换和积分运算,可以求得在高信噪比条件下, $\bar{C}_{x_1}$ 的最终表达式为

$$\begin{aligned} \bar{C}_{x_1} = & \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{m_1-1} \sum_{k_2=0}^{m_2-1} \sum_{j=0}^{k_1} \binom{k_1}{j} \frac{(-1)^j}{M} \alpha_{s_1} \alpha_{s_2} \frac{\tilde{\omega}_{s_1}}{k_{s_1}!} \frac{\tilde{\omega}_{s_2}}{k_{s_2}!} (k_{s_1} + k_{s_2} + 1)! \cdot \\ & \left\{ \frac{l_{s_1}^{j-k_1}}{A \ln 2} \left[ C^M \ln\left(\frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2}\right) + \frac{1}{M} (B^{-M} - C^M) - \frac{1}{(A-B)^M} \right. \right. \\ & \left. \left. (-1)^M (\ln A - \ln B - \ln D) - \frac{1}{(A-B)^M} \sum_{i=1}^M \binom{M}{i} \frac{(-1)^{M-i}}{i} \left( \left(\frac{A}{B}\right)^i - D^i \right) \right] + \right. \\ & \left. \log_2\left(1 + \frac{\beta_1}{\beta_2}\right) \frac{l_{s_2}^j}{l_{s_1}^{k_1+1}} \left(\frac{\beta_1 l_{s_1}}{\beta_2} + l_{s_2}\right)^{-M} \right\} \quad (31) \end{aligned}$$

式中: $A = l_{s_1}$ ,  $B = l_{s_2}$ ,  $C = \beta_2 / (A\beta_1 + B\beta_2)$ ,  $D = A(\beta_1 + \beta_2) / (A\beta_1 + B\beta_2)$ ,  $M = j + k_{s_2} + 1$ 。可以看出,在高信噪比条件下, $\bar{C}_{x_1}$ 与平均信噪比无关,趋向于一个常数。

同样地,根据式(16), $S_2$ - $D_2$ 的EC可以表示为

$$\bar{C}_{x_2} = \frac{1}{2} E \left[ \log_2(1 + \min(\gamma_{x_2}^{i_1}, \gamma_{x_2}^{i_2})) \right] \quad (32)$$

首先,考虑卫星和目的用户 $D_2$ 均执行完美SIC的情况,即式(12,15)中 $\xi_1 = \xi_2 = 0$ 。在此情况下, $\gamma_{x_2}$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{\gamma}_{x_1} \triangleq & \min\left(\frac{\bar{\gamma}_{11} |h_{1s}|^2}{\bar{\gamma}_{12} |h_{2s}|^2 + 1}, \frac{\beta_1 \bar{\gamma}_{21} |h_{s1}|^2}{\beta_2 \bar{\gamma}_{21} |h_{s1}|^2 + 1}\right) \approx \\ & \min\left(\frac{|h_{1s}|^2}{|h_{2s}|^2}, \frac{\beta_1}{\beta_2}\right) \quad (27) \end{aligned}$$

根据除法的卷积公式和式(18),引入变量

$$Z = \frac{|h_{1s}|^2}{|h_{2s}|^2} \quad (28)$$

可以进一步求出Z的PDF为

$$\gamma_{x_2}^p \triangleq \min(\gamma_{x_2}^{i_1,p}, \gamma_{x_2}^{i_2,p}) = \min(\bar{\gamma}_{12} |h_{2s}|^2, \beta_2 \bar{\gamma}_{22} |h_{s2}|^2) \quad (33)$$

式(32)可化简为

$$\bar{C}_{x_2}^p = \frac{1}{2 \ln 2} \int_0^{\infty} \frac{1 - F_{\gamma_{x_2}^p}(x)}{1+x} dx \quad (34)$$

式中 $F_{\gamma_{x_2}^p}(x)$ 表示为

$$F_{\gamma_{x_2}^p}(x) = 1 - \left(1 - F_{\gamma_{x_2}^{i_1,p}}(x)\right) \left(1 - F_{\gamma_{x_2}^{i_2,p}}(x)\right) \quad (35)$$

$\gamma_{x_2}^{i_1,p}$ 和 $\gamma_{x_2}^{i_2,p}$ 的CDF具有相同的形式,根据式(18),分别表示为

$$F_{\gamma_{s_2}^{i,p}}(x) = 1 - \alpha_{s_2} \sum_{k_{s_2}=0}^{m_{s_2}-1} \sum_{n_4=0}^{k_{s_2}} \frac{\tilde{\omega}_{s_2}}{l_{s_2}^{k_{s_2}+1} n_4!} \left(\frac{l_{s_2} x}{\bar{\gamma}_{12}}\right)^{n_4} \exp\left(-\frac{l_{s_2} x}{\bar{\gamma}_{12}}\right) \quad (36)$$

$$F_{\gamma_{s_2}^{i,p}}(x) = 1 - \alpha_{d_2} \sum_{k_{d_2}=0}^{m_{d_2}-1} \sum_{n_3=0}^{k_{d_2}} \frac{\tilde{\omega}_{d_2}}{l_{d_2}^{k_{d_2}+1} n_3!} \left(\frac{l_{d_2} x}{\bar{\gamma}_{22} \beta_2}\right)^{n_3} \exp\left(-\frac{l_{d_2} x}{\bar{\gamma}_{22} \beta_2}\right) \quad (37)$$

将式(36,37)代入式(34),则完美 SIC 情况下,  $S_2$ - $D_2$  的 EC 表示为

$$\bar{C}_{x_2}^p = \frac{1}{2\ln 2} \alpha_{s_2} \alpha_{d_2} \sum_{k_{s_2}=0}^{m_{s_2}-1} \sum_{k_{d_2}=0}^{m_{d_2}-1} \sum_{n_4=0}^{k_{s_2}} \sum_{n_3=0}^{k_{d_2}} \frac{\tilde{\omega}_{s_2}}{n_4!} \frac{\tilde{\omega}_{d_2}}{n_3!} \frac{l_{s_2}^{n_4-k_{s_2}-1}}{(\bar{\gamma}_{12})^{n_4}} \frac{l_{d_2}^{n_3-k_{d_2}-1}}{(\bar{\gamma}_{22} \beta_2)^{n_3}} \exp\left(\frac{l_{s_2}}{\bar{\gamma}_{12}} + \frac{l_{d_2}}{\bar{\gamma}_{22} \beta_2}\right) \Gamma(n_3 + n_4 + 1) \Gamma\left(-n_3 - n_4, \frac{l_{s_2}}{\bar{\gamma}_{12}} + \frac{l_{d_2}}{\bar{\gamma}_{22} \beta_2}\right) \quad (38)$$

式中:  $\Gamma(n)$  为 Gamma 函数, 定义为  $\Gamma(n) = (n-1)!$ ,  $\Gamma(a, b)$  为不完全 Gamma 函数, 定义为

$$\Gamma(a, b) = \int_b^\infty t^{a-1} e^{-t} dt \quad (39)$$

$$\gamma_{x_2}^{ip} \triangleq \min(\gamma_{x_2}^{s_1, ip}, \gamma_{x_2}^{s_2, ip}) = \min\left(\frac{\bar{\gamma}_{12} |h_{2s}|^2}{\bar{\gamma}_{11} \xi_1 |h_{1s}|^2 + 1}, \frac{\beta_2 \bar{\gamma}_{22} |h_{s2}|^2}{\beta_1 \bar{\gamma}_{22} \xi_2 |h_{s2}|^2 + 1}\right) \quad (40)$$

与式(25, 26)的推导思路类似,  $\gamma_{x_2}^{s_1, ip}, \gamma_{x_2}^{s_2, ip}$  的 CDF 表示为

$$F_{\gamma_{x_2}^{s_1, ip}}(x) = 1 - \alpha_{s_1} \alpha_{s_2} \sum_{k_{s_1}=0}^{m_{s_1}-1} \sum_{k_{s_2}=0}^{m_{s_2}-1} \sum_{n_4=0}^{k_{s_1}} \sum_{j=0}^{n_4} \binom{n_4}{j} \frac{\tilde{\omega}_{s_1} \tilde{\omega}_{s_2}}{k_{s_1}! n_4!} \frac{(\xi_1 \bar{\gamma}_{11})^j}{l_{s_2}^{k_{s_1}+1-n_4}} \Gamma(j + k_{s_1} + 1) \exp\left(-\frac{l_{s_2} x}{\bar{\gamma}_{12}}\right) \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_{12}}\right)^{n_4} (\xi_1 l_{s_2} x + l_{s_1})^{-j-k_{s_1}-1} \quad (41)$$

$$F_{\gamma_{x_2}^{s_2, ip}}(x) = 1 - \alpha_{d_2} \sum_{k_{d_2}=0}^{m_{d_2}-1} \sum_{n_3=0}^{k_{d_2}} \frac{\tilde{\omega}_{d_2}}{n_3!} \frac{l_{d_2}^{n_3-k_{d_2}-1}}{\bar{\gamma}_{22}^{n_3}} \exp\left(-\frac{l_{d_2} x}{\bar{\gamma}_{22} \beta_2} - \beta_1 \xi_2 x\right) \left(\frac{x}{\beta_2 - \beta_1 \xi_2 x}\right)^{n_3} \quad (42)$$

根据式(41, 42), 非完美 SIC 情况下  $S_2$ - $D_2$  的 EC 可化简为

$$\bar{C}_{x_2}^{ip} = \frac{1}{2\ln 2} \int_0^1 \frac{\beta_2}{\beta_2 x + \beta_1 \xi_2} \left(1 - F_{\gamma_{x_2}^{s_1, ip}}\left(\frac{\beta_2 x}{\beta_1 \xi_2}\right)\right) \left(1 - F_{\gamma_{x_2}^{s_2, ip}}\left(\frac{\beta_2 x}{\beta_1 \xi_2}\right)\right) dx \quad (43)$$

利用文献[24]中 Lobatto 积分公式(25.4.33), 式(43)可近似表示为

$$\bar{C}_{x_2}^{ip} \approx \frac{1}{2\ln 2} \sum_{n=1}^N w_n \frac{\beta_2}{\beta_2 x_n + \beta_1 \xi_2} \left(1 - F_{\gamma_{x_2}^{s_1, ip}}\left(\frac{\beta_2 x_n}{\beta_1 \xi_2}\right)\right) \left(1 - F_{\gamma_{x_2}^{s_2, ip}}\left(\frac{\beta_2 x_n}{\beta_1 \xi_2}\right)\right) \quad (44)$$

式中:  $x_n$  为 Legendre 多项式的零点,  $w_n$  为相应的权重。具体数值见文献[24]中表(25.8)。

综上所述, 基于完美 SIC 的系统 EC 表达式为

$$\bar{C}_{\text{sum}}^p = \bar{C}_{x_1} + \bar{C}_{x_2}^p \quad (45)$$

基于非完美 SIC 的系统 EC 表达式为

$$\bar{C}_{\text{sum}}^{ip} = \bar{C}_{x_1} + \bar{C}_{x_2}^{ip} \quad (46)$$

需要指出的是, 本节在推导  $\bar{C}_{x_2}$  闭合表达式时充分考虑了接收端采用完美和非完美 SIC 的两种情况, 相较于采用完美 SIC 的文献[14, 15], 更具有一般性, 也更为实际。此外, 本节推导的公式虽然复杂, 但采用连续型随机变量的全概率公式和变量代换等方法均能够计算得到, 并且可以在 MATLAB 平台上对其进行仿真验证。

### 3 仿真验证

本节通过计算机仿真验证了遍历容量推导结

论的正确性和所提 NOMA 传输方案的优越性, 并分析了信道衰落系数、功率分配系数和残余干扰程度等参数对系统性能的影响。具体来说, 本节在 MATLAB 平台上对系统的遍历容量进行仿真, 系统的参数设置如表 1 所示。在仿真中, 假设上行链路和下行链路的平均信噪比分别满足:  $\bar{\gamma}_{11} = \bar{\gamma}_1$ ,  $\bar{\gamma}_{12} = \alpha \bar{\gamma}_{11}$ ,  $\bar{\gamma}_{2i} = \bar{\gamma}_2$ , 并且卫星上行和下行链路均服从 SR 分布, 根据信道不同衰落程度, 考虑下述 3 种衰落场景: 轻度衰落 (Light shadowing, LS)、中度衰落 (Average shadowing, AS) 和重度衰落 (Frequent heavy shadowing, FHS)<sup>[25]</sup>。此外, 所有的仿真均通过  $10^5$  次随机信道获得蒙特卡洛结果。

图 2 给出了不同多址接入方案下系统的遍历容量随平均信噪比的变化曲线。假设卫星上行链路服从 AS, 下行链路服从 FHS,  $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}$ ,  $\alpha = 0.5$ ,  $\beta_1 = 0.9$ ,  $\beta_2 = 0.1$ 。从图 2 可以看出, 在中高信

表1 系统的参数设置  
Table 1 System parameters

参数	数值
卫星轨道	地球同步轨道卫星
载波频率 $f$ /GHz	20
噪声带宽 $B$ /MHz	50
噪声温度 $T$ /K	300
最大卫星天线增益 $G_{s,u}^{\max}$ /dB	53
$\phi_{3dB}/(^{\circ})$	0.4
LS	$(m, b, \Omega)_{LS} = \{10, 0.126, 1.29\}$
AS	$(m, b, \Omega)_{AS} = \{5, 0.251, 0.279\}$
FHS	$(m, b, \Omega)_{FHS} = \{2, 0.063, 0.0007\}$

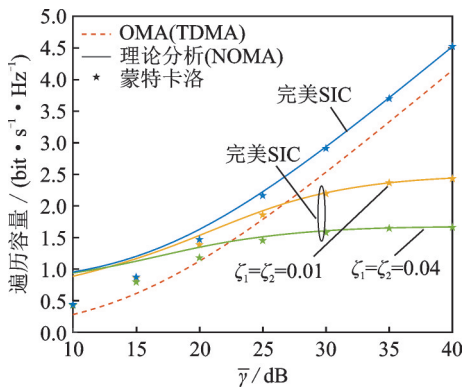
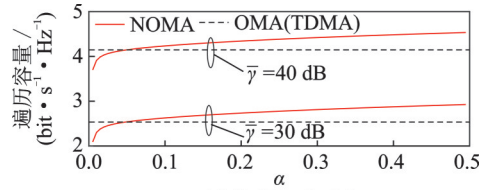


图2 不同多址接入方案下系统遍历容量对比

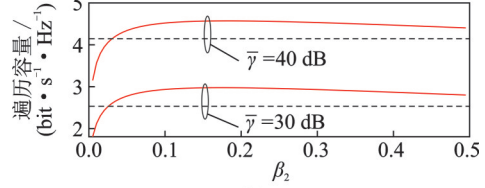
Fig.2 Comparison of ergodic capacity for various multiple access schemes

噪比条件下,系统EC的闭合表达式与蒙特卡洛仿真结果高度吻合,从而验证了理论分析的正确性。在此基础上,为了揭示所提NOMA传输方案的优越性,本文采用文献[7]中的TDMA方案作为对照,即OMA方案,通过比较不同多址接入方案下的系统容量,可以得出,执行完美SIC的NOMA方案始终优于OMA方案,从而体现了本文工作的优越性。同时,在低信噪比条件下,非完美SIC下的NOMA仍优于OMA,但在中高信噪比条件下,系统容量受残余干扰的影响,逐渐收敛至常数,且残余干扰程度越大,系统容量越小。

假设接收端均执行完美SIC,图3比较了 $\bar{\gamma} = 30$  dB和 $\bar{\gamma} = 40$  dB时,不同功率分配系数下NOMA方案和传统OMA方案的系统容量,假设卫星上行链路服从AS,下行链路服从FHS, $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}$ 。图3(a)展示了固定下行功率分配系数,即 $\beta_1 = 0.9, \beta_2 = 0.1$ 时改变上行功率系数 $\alpha$ 对系统容量的影响。同样地,固定上行功率系数 $\alpha = 0.5$ ,图3(b)给出了系统容量随下行功率分配系数 $\beta_1, \beta_2$ 的变化曲线。可以看出,通过调节功率分配系数,可以有效提高系统遍历容量,实现NOMA方案相较于OMA方案的优越性。



(a)  $\beta_1 = 0.9, \beta_2 = 0.1$



(b)  $\alpha = 0.5$

图3 不同功率系数下NOMA与OMA系统遍历容量对比

Fig.3 Comparison of ergodic capacity for NOMA and OMA versus power allocation coefficients

假设卫星上行链路服从FHS,图4给出了卫星下行链路分别服从LS、AS和FHS的场景下,基于完美SIC的系统容量随平均信噪比的变化曲线,其中 $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}$ 。显然,随着阴影衰落程度减小,信道质量逐渐改善,系统容量有所增加。同时,可以看出,从FHS到AS的遍历容量性能提升明显优于从AS到LS。这是由于从FHS到AS,信号直达分量的功率 $\Omega$ 仅增大了4倍,但从FHS到AS, $\Omega$ 增大了近400倍,导致系统性能提升幅度更为明显。

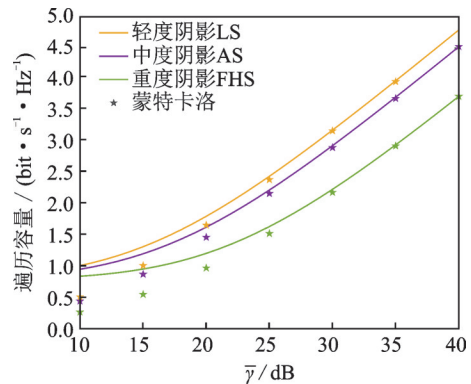


图4 不同衰落情况下系统容量随平均信噪比的变化曲线

Fig.4 Impact of fading coefficient on ergodic capacity

图5展示了接收端在完美SIC情况下, $\bar{\gamma}_1$ 分别取40 dB、35 dB和30 dB时,系统的遍历容量与 $\bar{\gamma}_2$

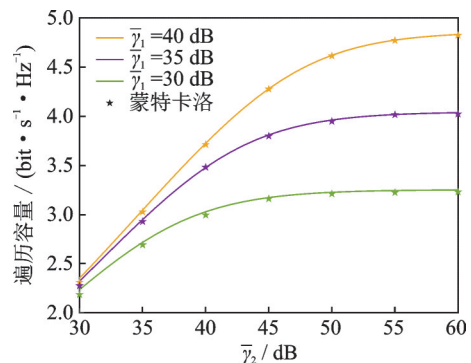


图5 不同 $\bar{\gamma}_1$ 取值下系统容量随 $\bar{\gamma}_2$ 的变化曲线

Fig.5 Impact of  $\bar{\gamma}_1$  on ergodic capacity

取值的变化曲线,假设卫星上下行链路均服从FHS。显然,随着上行链路 $\bar{\gamma}_1$ 的增大,系统容量明显提升。值得注意的是,随着下行链路 $\bar{\gamma}_2$ 的增大,系统容量逐渐趋于定值。这是由于在下行链路高信噪比条件下,系统的遍历容量主要由上行链路决定。

为了进一步分析残余干扰程度对系统性能的影响,假设卫星上行链路服从FHS,下行链路服从AS,且 $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma} = 40$  dB,图6给出了针对接收端执行非完美SIC的情况下,卫星和 $D_2$ 处的残余干扰程度对系统遍历容量的影响,可以看出,随着残余干扰程度增加,系统遍历容量逐渐减小。其中, $\xi_1 = 0$ 和 $\xi_2 = 0$ 即为图3~5中接收端均执行完美SIC的情况,此时系统拥有最佳的性能。

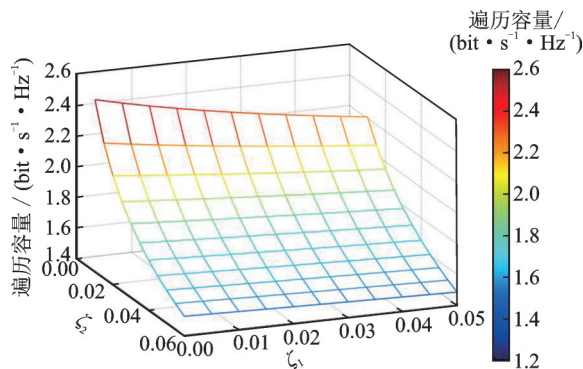


图6 系统容量随残余干扰程度的变化

Fig.6 Impact of residual interference level on ergodic capacity

## 4 结 论

针对同时考虑上/下行链路的卫星通信场景,本文研究了基于上/下行NOMA的系统遍历容量性能。首先,在卫星上行链路和下行链路同时采用NOMA技术分别服务源用户组和目的用户组,建立了一个新颖的卫星上/下行NOMA传输系统模型;其次,结合现实条件,考虑接收端均执行非完美SIC,并得到了相应的信干噪比表达式;接着,假设卫星链路服从SR分布,针对完美和非完美SIC两种情况,推导了DF协议下系统遍历容量的闭合表达式,以揭示残余干扰对于系统遍历容量的影响;最后,仿真表明,本文所提的传输方案能够有效提升卫星通信系统的性能,并验证了选用适当的功率分配因子可以实现NOMA方案相较于OMA方案的优越性,对NOMA在实际卫星通信系统中的应用具有重要的指导意义。

本文的主要贡献如下:

(1)同时考虑卫星上行链路和下行链路,构建了新颖的卫星上/下行NOMA传输系统模型。此

外,由于卫星的有效载荷有限,接收机性能受限制,进一步考虑了接收端执行非完美SIC。不同于文献[16,17],本文将残余干扰与用户信号相关联,更符合实际信号的处理过程。

(2)假设卫星链路服从SR分布,针对接收端同时考虑完美和非完美SIC两种情况,推导了DF协议下系统遍历容量的闭合表达式,刻画了残余干扰对卫星通信系统性能的影响。

(3)仿真验证了理论分析的正确性和在上行和下行链路同时采用NOMA技术的性能优势,并进一步分析了典型参数对系统遍历容量的影响。

## 参考文献:

- [1] KODHELI O, LAGUNAS E, MATURO N, et al. Satellite communications in the new space era: A survey and future challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(1): 70-109.
- [2] 尤肖虎,尹浩,邬贺铨. 6G与广域物联网[J]. 物联网学报, 2020, 4(1): 3-11.  
YOU Xiaohu, YIN Hao, WU Hequan. On 6G and wide-area IoT[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2020, 4(1): 3-11.
- [3] 刘瑞,郭克锋,郭蕴欣,等. 基于非正交多址接入的认知星地融合中继网络性能分析[J]. 南京航空航天大学学报, 2021, 53(S1): 83-89.  
LIU Rui, GUO Kefeng, GUO Yunxin, et al. Performance of NOMA-based integrated satellite-terrestrial relay networks[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2021, 53(S): 83-89.
- [4] WU Xuewen, LIN Min, KONG Huaicong, et al. Outage performance for multiuser threshold-based DF satellite relaying[J]. IEEE Access, 2019, 7: 42-52.
- [5] MIRIDAKIS N I, VERGADOS D D, MICHALAS A. Dual-Hop communication over a satellite relay and shadowed rician channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(9): 31-40.
- [6] WU Xuewen, LIU Xiaoyu, OUYANG Jian, et al. Performance analysis of dual-hop satellite relaying [C]//Proceedings of the 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). Xuzhou: IEEE, 2018.
- [7] 廖向荣,林敏,刘笑宇,等. 多用户卫星通信系统的中断性能分析[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(9): 2123-2129.  
LIAO Xiangrong, LIN Min, LIU Xiaoyu, et al. Outage performance analysis for multi-user satellite communication system[J]. Systems Engineering and Electronics, 2020, 42(9): 2123-2129.
- [8] GAMAL S, RIHAN M, HUSSIN S, et al. Multiple access in cognitive radio networks: From orthogonal



- and non-orthogonal to rate-splitting[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 69-84.
- [9] 郭克锋, 安康, 臧晓尧. NOMA 技术下的星地融合网络安全性能分析[J]. *南京航空航天大学学报*, 2021, 53(S1): 90-96.
- GUO Kefeng, AN Kang, ZANG Xiaoyao. Secrecy performance analysis of NOMA-based integrated satellite-terrestrial relay networks[J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2021, 53(S1): 90-96.
- [10] ZENG Ming, YADAV A, DOBRE O A, et al. On the sum rate of MIMO-NOMA and MIMO-OMA systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2017, 6(4): 534-537.
- [11] ZHANG Di, ZHOU Zhenyu, XU Chen, et al. Capacity analysis of NOMA with mmwave massive MIMO systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(7): 1606-1618.
- [12] YILMAZ T, AYRANCI A A, İLHAN H. Performance of downlink NOMA network using space-time line coding technique[C] // *Proceedings of the 2021 29th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*. Istanbul: IEEE, 2021.
- [13] KADER M F, SHAHAB M B, SHIN S Y. Exploiting non-orthogonal multiple access in cooperative relay sharing[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(5): 1159-1162.
- [14] TEGOS S A, DIAMANTOULAKIS P D, XIA Junjuan, et al. Outage performance of uplink NOMA in land mobile satellite communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(10): 1710-1714.
- [15] YAN Xiaojuan, XIAO Hailin, AN Kang, et al. Ergodic capacity of NOMA-based uplink satellite networks with randomly deployed users[J]. *IEEE Systems Journal*, 2020, 14(3): 3343-3350.
- [16] YUE Xinwei, LIU Yuanwei, YAO Yuanyuan, et al. Outage behaviors of NOMA-based satellite network over shadowed-rician fading channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(6): 6818-6821.
- [17] NGUYEN N L, LE S P, LE A T, et al. UAV based satellite-terrestrial systems with hardware impairment and imperfect SIC: Performance analysis of user pairs[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 25-37.
- [18] 帅海峰, 郭克锋, 安康, 等. 非完美条件下的非正交多址接入星地融合网络性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2023, 45(2): 427-435.
- SHUAI Haifeng, GUO Kefeng, AN Kang, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access-based integrated satellite-terrestrial networks based on imperfect constraints[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2023, 45(2): 427-435.
- [19] HUANG Qingquan, LIN Min, ZHU Weiping, et al. Performance analysis of integrated satellite-terrestrial multiantenna relay networks with multiuser scheduling[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(4): 2718-2731.
- [20] ZHENG Gan, ARAPOGLOU P D, OTTERSTEN B. Physical layer security in multibeam satellite systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(2): 852-863.
- [21] SHI Shengchao, LI Guangxia, AN Kang, et al. Optimal power control for real-time applications in cognitive satellite terrestrial networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(8): 1815-1818.
- [22] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products[J]. *Mathematics of Computation*, 2007, 20(96): 1157-1160.
- [23] KIM Jungbin, LEE Inho. Non-orthogonal multiple access in coordinated direct and relay transmission[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(11): 2037-2740.
- [24] ABRAMOWITZ M, STEGUN I A, MILLER D. Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables (national bureau of standards applied mathematics series No. 55)[J]. *Journal of Applied Mechanics*, 1965, 32(1): 239.
- [25] 郭雨晴. 面向宽带卫星通信系统的多用户传输性能分析[D]. 南京: 南京邮电大学, 2022.
- GUO Yuqing. Performance analysis for multi-user transmission in broadband satellite communication systems[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2022.

(编辑: 陈珺)