

非完美条件下的非正交多址接入星地融合网络性能分析

帅海峰^① 郭克锋*^{①②} 安康^③ 朱诗兵^① 李长青^①

^①(航天工程大学航天信息学院 北京 101416)

^②(南京航空航天大学电子与信息工程学院 南京 210016)

^③(国防科技大学第六十三研究所 南京 210007)

摘要: 随着星地融合网络(ISTNs)的快速发展,大量的传感器和无线设备都有无线服务的接入需求,从而对星地融合网络的频谱效率和服务质量提出了新的挑战。不同于传统的正交多址接入技术,非正交多址接入(NOMA)技术可在相同的频率下传输不同用户的信号,其被认作为提高星地融合网络频谱效率的有效方法,从而被广泛研究。目前,针对NOMA和星地融合网络的研究大多都是在理想条件下进行的,由此该文研究更加实际的情况,即在非完美串行干扰消除(SIC)、信道估计误差和同频干扰下,对星地融合网络的性能进行研究。该文在假设卫星端和地面端均采用多天线的情况下,推导了系统遍历容量的闭式表达式,验证了非完美条件对于系统性能的影响。同时蒙特卡罗仿真验证了理论分析和推导的正确性。

关键词: 星地融合网络;非正交多址接入;串行干扰消除;信道状态信息;同频干扰

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2023)02-0427-09

DOI: [10.11999/JEIT220377](https://doi.org/10.11999/JEIT220377)

On the Performance of Non-Orthogonal Multiple Access Integrated Satellite-Terrestrial Networks in Imperfect Constraints

SHUAI Haifeng^① GUO Kefeng^{①②} AN Kang^③ ZHU Shibing^① LI Changqing^①

^①(School of Space Information, Space Engineering University, Beijing 101416, China)

^②(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

^③(The Sixty-third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: With the rapid development of Integrated Satellite-Terrestrial Networks (ISTNs), large scale sensors and wireless devices have the demand to access the wireless services, which is a new challenge to the spectrum efficiency and quality of service of ISTNs. Different from the conventional orthogonal multiple access technology, Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) can provide communication guarantee for multiple users in the same frequency. It is considered to be an effective technical path to improve the spectral efficiency of ISTNs, hence it has been widely studied. At present, most of the research on NOMA and ISTNs are investigated under perfect condition. Motivated by this condition, the performance of ISTNs with the more practical situation, i.e., imperfect Successive Interference Cancellation (SIC), channel estimation error and co-channel interference, is studied in this paper. Considering that both satellite and terrestrial users use multiple antennas, the closed-form expression of ergodic capacity is derived, which verifies the impact of imperfect conditions on the system performance. Meanwhile, Monte Carlo simulation is performed to verify the correctness of theoretical derivation results.

Key words: Integrated Satellite-Terrestrial Networks(ISTNs); Non-Orthogonal Multiple Access(NOMA); Successive Interference Cancellation (SIC); Channel State Information (CSI); Co-channel interference

收稿日期: 2022-04-01; 改回日期: 2022-07-22; 网络出版: 2022-07-29

*通信作者: 郭克锋 guokefeng.cool@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61901502,62001517), 国家创新人才博士后计划(BX20200101), 航天工程大学项目(2020XXAQ01, 2019XXAQ05)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61901502,62001517), The National Postdoctoral Program for Innovative Talents (BX20200101), The Project of Space Engineering University (2020XXAQ01,2019XXAQ05)

1 引言

星地融合网络(Integrated Satellite-Terrestrial Networks, ISTNs)具有覆盖范围广、传输数据通量高、可连接用户数多和抗毁性强等特性,是在遇到地震、台风等极端自然灾害之后重建通信链路的最有效途径^[1]。近年来,随着物联网(Internet-of-Things, IoT)、车联网(Internet-of-Vehicles, IoV)、远程医疗等其他技术的快速发展和急切需求,星地融合网络在学术界和工程领域都获得了巨大的关注^[2]。

服务质量(Quality of Service, QoS)和频谱效率是未来星地融合网络发展的两个关键因素。因此,为了提高频谱效率并增强用户的服务体验,非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术被引入到星地融合网络中^[3]。NOMA技术采用功率域多址方案,实现利用同一频率资源向多个传感器用户传输内容的目的,从而提高频谱效率,并通过功率分配因子提高传感器用户的服务质量,这有别于传统的正交多址接入(Orthogonal Multiple Access, OMA)技术^[4]。由于NOMA技术的优越性,许多研究分析了将NOMA技术应用于卫星通信(Satellite Communication, SatCom)后对于系统性能的提升。文献^[5]研究了NOMA辅助的星地融合网络的中断性能,并推导得到了系统的中断概率(Outage Probability, OP)的闭式解析表达式和渐近表达式。文献^[6]建立了基于NOMA的卫星通信系统的功率分配优化模型,提高了传感器用户的服务质量。文献^[7]将NOMA方案应用于基于内容分发的星地融合网络,并推导得到了中断概率和命中概率的解析表达式。

多天线技术同样是增强系统传输质量的关键技术。相比基于单天线的NOMA系统,多天线技术的应用可以有效提高系统的容量^[8]。文献^[9]研究了多天线节点下的星地融合中继网络(Integrated Satellite-Terrestrial Relay Network, ISTRN)的性能,并验证了多天线技术对于系统性能提升的积极影响。文献^[10]通过分析比较得出了多天线星地融合网络的中断概率更优。文献^[11]讨论了多天线星地融合网络的可靠性和安全性,并通过数值结果验证了多天线技术的优越性。

在实际条件的影响下,基于NOMA的星地融合网络在传输和检测过程中会受到各种非完美因素的影响。在传输过程中,信道通常会经历严重的衰落,如雨、雾等天气的影响,因此,系统很难获得完美的信道状态信息(Channel State Information, CSI)^[12]。同时由于信道估计技术的限制,信道估计

误差(Channel Estimation Errors, CEEs)不可避免地会出现在信道状态信息估计过程中^[13]。文献^[14]在陆地移动卫星系统中考虑了不完美CSI,推导得到了系统的精确和渐近中断概率。文献^[15]建立了非理想CSI下的卫星通信系统模型,并推导得到了系统的最优能量利用效率。此外,在卫星信号接收检测过程中,NOMA用户采用串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术来获取叠加信号中每个传感器用户的目标信号^[16]。然而,由于接收器性能的限制,实际条件下很难实现完美的串行干扰消除^[17]。文献^[18]分析了在非完美SIC下的基于NOMA的卫星通信系统性能,推导得出了每个传感器用户中断概率和渐近中断概率的解析表达式。然而,作者采用了一个独立的干扰因子来表示非完美SIC的影响,缺乏系统性的理论分析。此外,由于频谱资源的重复利用,同频干扰(Co-Channel Interference, CCI)同样会出现在信号传输过程中^[19]。文献^[20]分别从遍历容量(Ergodic Capacity, EC)、中断概率、平均符号错误率和能量效率等方面评估了同频干扰对星地融合网络的影响。

针对以上问题,本文在非完美条件下,即信道估计误差,非完美SIC和同频干扰的影响下,对基于NOMA的星地融合网络的遍历容量性能进行了研究。本文的主要贡献如下:(1)建立了非完美条件下的星地融合NOMA网络的系统模型。由于接收机性能的限制,串行干扰消除是非完美的。由于非完美的信道状态信息,考虑了信道估计误差。同时,频率的重复利用导致了同频干扰。(2)通过遍历容量性能的理论推导,刻画了不同非完美条件参数对于星地融合NOMA网络的影响。(3)采用蒙特卡罗仿真进一步验证了遍历容量性能理论推导的正确性。

2 系统模型和问题建模

如图1所示,本文考虑一个基于NOMA的多天线星地融合网络,其中地球同步卫星(Geosynchronous Earth Orbit, GEO)信号源 S 采用NOMA技术通过直连链路与地面的传感器用户 $U_i, i \in (1, 2, \dots, p, q, \dots, \mathcal{N})$ 进行通信。地面传感器用户通过分组策略分为多个簇,不失一般性,本文针对一个卫星波束下的两个NOMA用户 $U_i, i \in (p, q)$ 进行分析。两用户NOMA场景被3GPP(Third Generation Partnership Project)组织认可为可以增强传感器用户的频谱效率。因此,采用两用户NOMA方案,不仅可以简化系统模型并可以为未来研究多NOMA传感器用户场景提供基础^[5]。此外,假设两个地面传感器用户位于卫星多个波束中的同一个

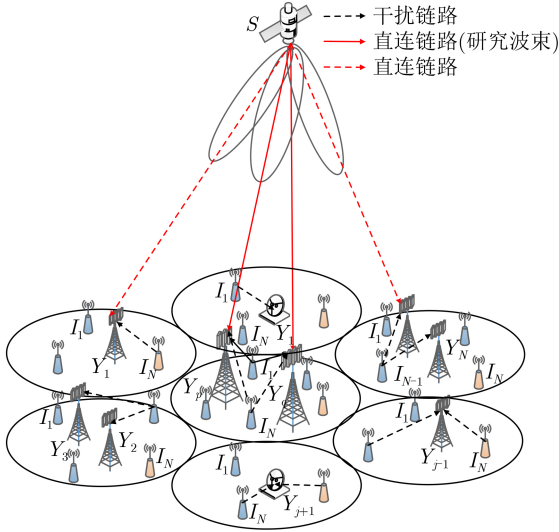


图1 多天线星地融合NOMA网络

波束内。地面传感器用户为了增强天线增益配置了 M 根天线。同时，由于地面设备频率复用，每一个传感器用户都会受到 $I_c, c \in \{1, 2, \dots, N\}$ 个干扰的影响。

2.1 信道模型

在星地融合网络中，采取阵列馈电反射(Array Fed Reflector, AFR)技术固定每个天线的辐射模式来减少控制系统的处理消耗。相比较直接辐射阵列(Direct Radiating Array, DRA)技术，阵列馈电反射技术可以获得更高的天线增益和能量效率^[6]。考虑到自由空间损耗、雨衰和天线增益，星地链路的信道分量表达式为

$$h_{\text{SU}_i} = \sqrt{\mathcal{F}_i \mathcal{H}_i} \zeta_i^{-\frac{1}{2}} \cdot \mathbf{f}_i^{\frac{1}{2}} \mathbf{g}_{\text{SU}_i} \quad (1)$$

其中， \mathcal{F}_i 代表自由空间损耗，并可以表示为

$$\mathcal{F}_i = \left(\frac{\mathcal{V}}{f}\right)^2 \frac{1}{d_G^2 + d_i^2} \quad (2)$$

其中， $\mathcal{V} = c/4\pi$ ， c 代表电磁波速度， f 代表载波频率， $d_G \approx 35786$ km 代表 GEO 卫星高度， d_i 代表传感器用户 U_i 到卫星波束覆盖范围中心的距离。 \mathcal{H}_i 代表地面传感器用户 U_i 的天线增益，表达式为

$$\mathcal{H}_i \simeq \begin{cases} \mathcal{H}_{\max} - 2.5 \times 10^{-3} \left(\frac{d_a \theta}{\lambda}\right)^2, & 0^\circ < \theta < \theta_a \\ 2 + 15 \lg \frac{d_a}{\lambda}, & \theta_a < \theta < \theta_b \\ 32 - 25 \lg \theta, & \theta_b < \theta < 48^\circ \\ -10, & 48^\circ < \theta < 180^\circ \end{cases} \quad (3)$$

其中， \mathcal{H}_{\max} 代表用户天线的最大增益， d_a 代表天线

直径， λ 代表信号波长， θ 代表离轴角度，其中 $\theta_a = \frac{20\lambda}{d_a} \sqrt{\mathcal{H}_{\max} - \left(2 + 15 \lg \frac{d_a}{\lambda}\right)}$ ， $\theta_b = 15.85 \times (d_a/\lambda)^{-0.6}$ 。此外， $\zeta_i = [\zeta_{i,1}, \zeta_{i,2}, \dots, \zeta_{i,M}]^T$ 代表雨衰分量， $\zeta_{i,m} \sim \text{CN}(\mu, \delta_\zeta^2)$ 服从对数随机分布， $m \in \{M\}$ 。 $\mathbf{f}_i = [f_{i,1}, f_{i,2}, \dots, f_{i,M}]^T$ 代表卫星天线增益向量，其中 $f_{i,m}$ 表达式为

$$f_{i,m} \simeq f_{\max} \left(\frac{B_1(r_{i,m})}{2r_{i,m}} + 36 \frac{B_3(r_{i,m})}{r_{i,m}^3} \right)^2 \quad (4)$$

其中， f_{\max} 代表卫星天线最大增益， $B_1(\cdot)$ 和 $B_3(\cdot)$ 分别表示次序 1 和 3 的第 1 类贝塞尔函数。 $r_{i,m} = \tau \sin \varphi_{i,m} / \sin \varphi_3$ dB， $\tau = 2.07123$ ，其中 $\varphi_{i,m}$ 代表第 m 个天线波束中心与用户 U_i 和卫星直连线路中心的夹角， φ_3 dB 代表 3 dB 角度。最后， \mathbf{g}_{SU_i} 代表星地链路随机信道分量。目前存在许多的数学模型表示星地链路信道信息，例如 Lutz 模型、Markov 模型以及 Karasaw 模型。本文采用阴影莱斯(Shadowed-Rician, SR)模型来描绘星地信道。SR 分布的模型与实测数据十分吻合，同时计算复杂度相对较低。因此很多文献采用 SR 分布作为星地融合网络信道模型^[5]。根据 SR 分布， \mathbf{g}_{SU_i} 的第 m 个分量可以表示为

$$g_{\text{SU}_i,m} = X \exp(j\varsigma) + Y \exp(j\vartheta) \quad (5)$$

其中， X 和 Y 均是独立平稳随机过程，并分别代表直连链路和多径分量的振幅。直连链路和多径分量分别服从 Nakagami- m 分布和瑞利分布。 ς 代表直连链路的确定性分量， ϑ 代表平稳随机分量，并服从 $[0, 2\pi)$ 。

通过数学转换， $g_{\text{SU}_i,m}$ 的平方振幅的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)可以表示为

$$f_{\|g_{\text{SU}_i,m}\|^2}(x) = \alpha_{\text{SU}_i,m} e^{-\beta_{\text{SU}_i,m} x} \cdot {}_1F_1(m_{\text{SU}_i,m}; 1; \delta_{\text{SU}_i,m} x) \quad (6)$$

其中， $\alpha_{\text{SU}_i,m} \triangleq \frac{\left(\frac{2b_{\text{SU}_i,m} m_{\text{SU}_i,m}}{2b_{\text{SU}_i,m} m_{\text{SU}_i,m} + \Omega_{\text{SU}_i,m}}\right)^{m_{\text{SU}_i,m}}}{2b_{\text{SU}_i,m}}$ ，

$$\delta_{\text{SU}_i,m} \triangleq \frac{\Omega_{\text{SU}_i,m}}{2b_{\text{SU}_i,m} (2b_{\text{SU}_i,m} m_{\text{SU}_i,m} + \Omega_{\text{SU}_i,m})}$$

$$\beta_{\text{SU}_i,m} \triangleq \frac{1}{2b_{\text{SU}_i,m}}, \quad \Omega_{\text{SU}_i,m}, 2b_{\text{SU}_i,m} \text{ 和 } m_{\text{SU}_i,m} \in (0, \infty)$$

分别代表直连分量的平均功率，多径分量的平均功率和衰落程度。

假设 $m_{\text{SU}_i,m}$ 为正整数，通过代数变换^[21]，概率密度函数可以重新表示为

$$f_{\|g_{\text{SU}_i,m}\|^2}(x) = \alpha_{\text{SU}_i,m} \sum_{k=0}^{m_{\text{SU}_i,m}-1} \zeta(k) x^k \cdot e^{-(\beta_{\text{SU}_i,m} - \delta_{\text{SU}_i,m})x} \quad (7)$$

其中, $\zeta(k) = (-1)^k (1 - m_{\text{SU}_i,m})_k \delta_{\text{SU}_i,m}^k / (k!)^2$ 。 $(\cdot)_k$ 代表Pochhammer符号。

2.2 信号模型

S 采用叠加编码技术将叠加信号发送给两个地面传感器用户 U_i , 信号表达式为

$$x = \sqrt{a_p} s_p + \sqrt{a_q} s_q \quad (8)$$

其中, s_i 代表不同用户的目标信号, 并满足 $E[|s_i|^2] = 1$ 。 a_i 是NOMA技术中的不同信号的功率分配系数, 并满足 $a_p + a_q = 1$ 。本场景假设用户 U_p 相比 U_q 经历更严重的衰落, 因此, 更多的信号功率将分配给信道状态更差的用户, 即 $a_p > a_q$ 。因此, 用户接收到的信号可以表示为

$$y_i = \mathbf{h}_{\text{SU}_i} \mathbf{w}_1^H \sqrt{P_S} (\sqrt{a_p} s_p + \sqrt{a_q} s_q) + \sum_{l=1}^N \mathbf{g}_{i,l} \mathbf{w}_1^H \sqrt{P_l} s_{i,l} + \mathbf{w}_1^H \mathbf{n}_i \quad (9)$$

其中, P_S 代表卫星信号的传输功率, $P_S = \sigma P$, P 代表卫星整体功率, $\sigma \in (0, 1)$ 代表功率系数。 \mathbf{h}_{SU_i} 代表卫星和用户间的信道分量, 满足SR分布。 $\|\mathbf{w}_1\| = 1$ 代表波束成形分量。 $s_{i,l}$ 代表干扰信号, P_l 代表干扰信号功率。 $\mathbf{g}_{i,l}$ 代表干扰和用户之间的信道分量, 服从瑞利分布^[9]。 \mathbf{n}_i 代表卫星和用户之间的加性高斯白噪声并服从 $n_{i,m} \sim \text{CN}(0, \delta_{i,m}^2)$ 。 $\delta_{i,m}^2 = K_B T_i$, $K_B = 1.380649 \times 10^{-23}$ J/K代表Boltzmann常数, T_i 代表用户噪声温度。

2.3 问题建模

考虑到实际系统条件, 星地链路的电磁环境和气候环境极其复杂, 导致系统无法获得完美的CSI。因此在信道估计过程中会产生信道估计误差。采用均方误差算法, 信道估计模型可以表示为

$$h_{\text{SU}_i,m} = \tilde{h}_{\text{SU}_i,m} + e_{\text{SU}_i,m} \quad (10)$$

其中, $h_{\text{SU}_i,m}$ 代表星地链路的SR分布的实际振幅, $\tilde{h}_{\text{SU}_i,m}$ 代表星地链路的SR分布的检测振幅, $e_{\text{SU}_i,m}$ 代表星地链路的信道估计误差。 $\tilde{h}_{\text{SU}_i,m}$ 和 $e_{\text{SU}_i,m}$ 相互正交。 $e_{\text{SU}_i,m}$ 服从复杂高斯分布, 即 $e_{\text{SU}_i,m} \sim \text{CN}(0, \bar{V}_{e_{\text{SU}_i,m}})$ 。采用导频符号来估计星地链路的信道状态信息, 则 $e_{\text{SU}_i,m}$ 的方差可以表示为

$$\begin{aligned} \bar{V}_{e_{\text{SU}_i,m}} &= E\{|h_{\text{SU}_i,m}|^2\} - E\{|\tilde{h}_{\text{SU}_i,m}|^2\} \\ &= \frac{1}{\mathcal{L}_{\text{SU}_i,m} \bar{V}_{\text{SU}_i,m} + 1} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $\mathcal{L}_{\text{SU}_i,m}$ 代表导频符号长度, $\bar{V}_{\text{SU}_i,m}$ 代表导频符号在星地链路的平均信噪比。将 $\bar{V}_{\text{SU}_i,m}$ 写作最小均方误差形式为

$$\bar{V}_{\text{SU}_i,m} = E\{\mathcal{V}_{\text{SU}_i,m}\} = P_e E\{|h_{\text{SU}_i,m}|^2\} / \delta_{i,m}^2 \quad (12)$$

其中, P_e 代表导频符号功率, $P_e = (1 - \sigma) P$ 。本文采用 $\bar{V}_{e_{\text{SU}_i,m}}$ 来表示系统的信道估计误差。

传感器用户通过最大比合并技术来增强星地融合网络的性能, 其表达式为

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{h}_{\text{SU}}}{\|\mathbf{h}_{\text{SU}}\|^2} \quad (13)$$

根据上述分析, 可以推导得到, 在用户 U_q 处检测信号 s_p 的信干噪比为

$$\gamma_{\text{SU}_q-p} = \frac{a_p \sigma \lambda_{\text{SU}_q}}{a_q \sigma \lambda_{\text{SU}_q} + \sigma \bar{V}_{e_{\text{SU}_q}} + \lambda_{l_q} + 1} \quad (14)$$

其中, $\lambda_{\text{SU}_q} = |\tilde{\mathbf{h}}_{\text{SU}_q} \mathbf{w}_1^H|^2 P / \delta_q^2 = \bar{\gamma}_{\text{SU}_q} \|\tilde{\mathbf{h}}_{\text{SU}_q}\|^2$, $\bar{\gamma}_j$, $j \in \{\text{SU}_p, \text{SU}_q\}$ 代表卫星到不同用户的平均信噪比。 $\lambda_{l_q} = \sum_{c=1}^N |\mathbf{g}_{l_q} \mathbf{w}_1^H|^2 P_l / \delta_q^2 = \bar{\gamma}_q \sum_{c=1}^N \|\mathbf{g}_{l_q}\|^2$, $\bar{\gamma}_i$, $i \in \{p, q\}$ 代表干扰到不同用户的平均信噪比。

在NOMA方案中, 采用SIC技术来检测和接收信号, 用户 U_q 先检测信号 s_p , 将其分离后再检测目标信号 s_q 。但由于接收机性能的限制, 假设非完美SIC在接收端产生, 此时, U_q 处检测信号 s_q 的信干噪比为

$$\gamma_{\text{SU}_q} = \frac{a_q \sigma \lambda_{\text{SU}_q}}{a_p \xi \sigma \lambda_{\text{SU}_q} + \sigma \bar{V}_{e_{\text{SU}_q}} + \lambda_{l_q} + 1} \quad (15)$$

其中, ξ 代表非完美SIC系数, 满足 $\xi \in (0, 1)$ 。

最后, 本文在 U_p 处检测信号 s_p , 将信号 s_q 直接视作干扰, 则信干噪比为

$$\gamma_{\text{SU}_p} = \frac{a_p \sigma \lambda_{\text{SU}_p}}{a_q \sigma \lambda_{\text{SU}_p} + \sigma \bar{V}_{e_{\text{SU}_p}} + \lambda_{l_p} + 1} \quad (16)$$

其中, $\lambda_{\text{SU}_p} = |\tilde{\mathbf{h}}_{\text{SU}_p} \mathbf{w}_1^H|^2 P / \delta_p^2 = \bar{\gamma}_{\text{SU}_p} \|\tilde{\mathbf{h}}_{\text{SU}_p}\|^2$, $\lambda_{l_p} = \sum_{c=1}^N |\mathbf{g}_{l_p} \mathbf{w}_1^H|^2 P_l / \delta_p^2 = \bar{\gamma}_p \sum_{c=1}^N \|\mathbf{g}_{l_p}\|^2$ 。

值得说明的是文献[14,15,18,20]都只是分析了非完美条件的特例。本文采用导频信号来估计信道估计误差, 这有别于文献[14]。在此基础上, 考虑了服从瑞利分布的同频干扰。此外, 在文献[18]中, 非完美的SIC干扰被看作一个独立的参数, 本文将非完美SIC与实际信号处理过程相关联。由此可知, 本文所研究的非完美条件与之前所研究的文章有很大区别。

3 性能分析

本节首先将会给出阴影莱斯信道和瑞利信道的信道统计特征的概率密度函数和累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF), 在此基础上, 将推导得到系统遍历容量的闭式解。

3.1 信道统计特征

星地链路服从阴影莱斯分布, 在最大比合并技术的基础上, $\gamma_j = \bar{\gamma}_j |h_j|^2$ 的概率密度函数为

$$f_{\gamma_j}(x) = \frac{\alpha_j^M}{\Gamma(M)} \sum_{k=0}^{M(m_j-1)} \frac{\zeta(k)_M}{(\bar{\gamma}_j)^{k+M}} x^{k+M-1} e^{-\Delta_j x} \quad (17)$$

其中, $\Delta_j = \beta_j - \delta_j / \bar{\gamma}_j$ 。

经过数学变换^[21], γ_j 的累积分布函数为

$$F_{\gamma_j}(x) = 1 - \frac{\alpha_j^M}{\Gamma(M)} \sum_{k_j=0}^{M(m_j-1)} \sum_{t=0}^{k_j} \frac{(M(1-m_j))_{k_1} (-\delta_j)^{k_j}}{k_j! (\bar{\gamma}_j)^{k_1+M} t! \Delta_j^{k_j-t+M}} x^t e^{-\Delta_j x} \quad (18)$$

干扰到用户的地面链路服从瑞利分布, 概率密度函数和累积分布函数可以分别表示为

$$f_{\gamma_i}(x) = \sum_{s=1}^{\varrho(\mathcal{A})} \sum_{n=1}^{\tau_i(\mathcal{A})} \chi_{s,n}(\mathcal{A}) \frac{\mu_{(s)}^{-n}}{(n-1)!} x^{n-1} e^{-\frac{x}{\mu_{(s)}}} \quad (19)$$

$$F_{\gamma_i}(x) = 1 - \sum_{s=1}^{\varrho(\mathcal{A})} \sum_{n=1}^{\tau_i(\mathcal{A})} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{\chi_{s,n}(\mathcal{A})}{k!} \left(\frac{x}{\mu_{(s)}} \right)^k e^{-\frac{x}{\mu_{(s)}}} \quad (20)$$

其中, $\mathcal{A} = \text{diag}(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_L)$, $L \in \{N, M\}$, $\{\mu_s\}_{s=1}^L$ 代表CCI链路的平均信噪比, $\varrho(\mathcal{A})$ 代表 \mathcal{A} 中不同对角线元素的个数, $\mu_{(1)} > \mu_{(2)} > \dots > \mu_{(\varrho(\mathcal{A}))}$ 代表不同对角线元素的增加序列, $\tau_i(\mathcal{A})$ 代表 $\mu_{(s)}$ 的多样性, $\chi_{s,n}(\mathcal{A})$ 代表 \mathcal{A} 中第 (s, n) 个统计分量。

3.2 遍历容量分析

遍历容量是经常用来评估星地融合网络性能的重要指标, 是指整个通信网络所有信道的容量上限。基于NOMA的多天线星地融合网络的EC定义为不同地面接收机的信干噪比的平均瞬时互信息之和, 其表示为

$$EC_{\text{SU}} = \{E[\log_2(1 + \gamma_{\text{SU}_{q-p}})] + E[\log_2(1 + \gamma_{\text{SU}_q})] + E[\log_2(1 + \gamma_{\text{SU}_p})]\} \quad (21)$$

将不同用户处的信干噪比式(14)、式(15)和式(16)代入EC表达式中, 经过数学变换后, EC可以表示为

$$EC_{\text{SU}} = \frac{1}{\ln 2} \left\{ E \left[\ln \left(\frac{\sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1} \lambda_{\text{SU}_q} + \frac{\lambda_{l_q}}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1} + 1 \right) \right] - E \left[\ln \left(\frac{a_q \sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1} \lambda_{\text{SU}_q} + \frac{\lambda_{l_q}}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1} + 1 \right) \right] + E \left[\ln \left(\frac{(a_q + a_p \xi) \sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1} \lambda_{\text{SU}_q} + \frac{\lambda_{l_q}}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1} + 1 \right) \right] - E \left[\ln \left(\frac{a_p \xi \sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1} \lambda_{\text{SU}_q} + \frac{\lambda_{l_q}}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1} + 1 \right) \right] + E \left[\ln \left(\frac{\sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_p} + 1} \lambda_{\text{SU}_p} + \frac{\lambda_{l_p}}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_p} + 1} + 1 \right) \right] - E \left[\ln \left(\frac{a_q \sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_p} + 1} \lambda_{\text{SU}_p} + \frac{\lambda_{l_p}}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_p} + 1} + 1 \right) \right] \right\} \quad (22)$$

为了简化分析, 采用变量替换, $A_1 = \frac{\sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1}$, $A_2 = \frac{a_q \sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1}$, $A_3 = \frac{(a_q + \xi a_p) \sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1}$, $A_4 = \frac{\xi a_p \sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1}$, $A_5 = \frac{\sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_p} + 1}$, $A_6 = \frac{a_q \sigma}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_p} + 1}$, $B_1 = \frac{1}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_q} + 1}$, $B_2 = \frac{1}{\sigma \bar{V}_{\text{esU}_p} + 1}$ 。此时, EC公式可以表示为

$$EC_{\text{SU}} = \frac{1}{\ln 2} \{ E[\ln(A_1 \lambda_{\text{SU}_q} + B_1 \lambda_{l_q} + 1)] - E[\ln(A_2 \lambda_{\text{SU}_q} + B_1 \lambda_{l_q} + 1)] + E[\ln(A_3 \lambda_{\text{SU}_q} + B_1 \lambda_{l_q} + 1)] - E[\ln(A_4 \lambda_{\text{SU}_q} + B_1 \lambda_{l_q} + 1)] + E[\ln(A_5 \lambda_{\text{SU}_p} + B_2 \lambda_{l_p} + 1)] - E[\ln(A_6 \lambda_{\text{SU}_p} + B_2 \lambda_{l_p} + 1)] \} \quad (23)$$

令 $\lambda_{\text{SU}_q} = x_1$, $\lambda_{l_2} = y_1$, $A_1 \lambda_{\text{SU}_q} + B_1 \lambda_{l_2} = z_1$, 采用数学变换可得

$$f_{z_1}(z) = \int_0^\infty \frac{1}{A_1 B_1} f_Y \left(\frac{z-u}{B_1} \right) f_X \left(\frac{u}{A_1} \right) du \quad (24)$$

将SR分布和瑞利分布表达式(17)、式(19)代入, 可得

$$f_{z_1}(z) = \alpha_{\text{SU}_q}^M / \Gamma(M) \cdot \sum_{k=0}^{M(m_{\text{SU}_q}-1)} \frac{(M(1-m_{\text{SU}_q}))_k (-\delta_{\text{SU}_q})^k}{(k!)^2 (\bar{\gamma}_{\text{SU}_q})^{k+1}} \cdot \sum_{s=1}^{\varrho(\mathcal{A})} \sum_{n=1}^{\tau_i(\mathcal{A})} \sum_{t=0}^{n-1} \frac{(-1)^t \chi_{s,n}(\mathcal{A}) \mu_{(s)}^{-n}}{(n-1)!} \cdot \binom{n-1}{t} (k+t+M-1)! \frac{1}{A_1^{k+M} B_1^n} \cdot \left(\frac{\Delta_{\text{SU}_q}}{A_1} - \frac{1}{B_1 \mu_{(s)}} \right)^{-(k+t+M)} z^{n-1-t} e^{-\frac{z}{B_1 \mu_{(s)}}} \quad (25)$$

同理可以得到其余部分对应的PDF。

同时，本文将EC公式改写为

$$EC_{SU} = \frac{1}{\ln 2} \left\{ \underbrace{\int_0^\infty \ln(z+1) f_{z_1}(z) dz}_{E_1} - \underbrace{\int_0^\infty \ln(z+1) f_{z_2}(z) dz}_{E_2} + \underbrace{\int_0^\infty \ln(z+1) f_{z_3}(z) dz}_{E_3} - \underbrace{\int_0^\infty \ln(z+1) f_{z_4}(z) dz}_{E_4} + \underbrace{\int_0^\infty \ln(z+1) f_{z_5}(z) dz}_{E_5} - \underbrace{\int_0^\infty \ln(z+1) f_{z_6}(z) dz}_{E_6} \right\} \quad (26)$$

采用文献[22]中的公式8.4.6.5，并利用Meijer-G函数[21]，可以得到

$$\ln(1+z) = G_{22}^{12} \left(z \left| \begin{matrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (27)$$

将式(27)和式(25)代入 E_1 中，利用文献[22]中的公式2.24.3.1和8.2.2.14， E_1 可以重新表示为

$$E_1 = \alpha_{SU_q}^M / \Gamma(M) \cdot \sum_{k=0}^{M(m_{SU_q}-1)} \frac{(M(1-m_{SU_q}))_k (-\delta_{SU_q})^k}{(k!)^2 (\bar{\gamma}_{SU_q})^{k+1}} \cdot \sum_{s=1}^{\varrho(A)} \sum_{n=1}^{\tau_1(A)} \frac{\chi_{s,n}(A) \mu_{(s)}^{-t}}{(n-1)!} \sum_{t=0}^{n-1} \binom{n-1}{t} (-1)^t \cdot (k+t+M-1)! \frac{1}{A_1^{k+M} B_1^t} \cdot \left(\frac{\Delta_{SU_q}}{A_1} - \frac{1}{B_1 \mu_{(s)}} \right)^{-(k+t+M)} \cdot G_{32}^{13} \left(B_1 \mu_{(s)} \left| \begin{matrix} 1-n+t, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (28)$$

同理可以得到其他分量的表达式。

在此基础上，经过简单的整理，最终EC的表达式可以推导为

$$EC_{SU} = \frac{1}{\ln 2} \frac{\alpha_{SU_q}^M}{\Gamma(M)} \cdot \sum_{k=0}^{M(m_{SU_q}-1)} \frac{(M(1-m_{SU_q}))_k (-\delta_{SU_q})^k}{(k!)^2 (\bar{\gamma}_{SU_q})^{k+1}} \cdot \sum_{s=1}^{\varrho(A)} \sum_{n=1}^{\tau_1(A)} \sum_{t=0}^{n-1} \frac{(-1)^t \chi_{s,n}(A)}{(n-1)! \mu_{(s)}^t} \cdot G_{32}^{13} \left(B_1 \mu_{(s)} \left| \begin{matrix} 1-n+t, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right. \right) \cdot \binom{n-1}{t} (k+t+M-1)! \cdot \left\{ \frac{1}{A_1^{k+M} B_1^t} \left(\frac{\Delta_{SU_q}}{A_1} - \frac{1}{B_1 \mu_{(s)}} \right)^{-(k+t+M)} - \frac{1}{A_2^{k+M} B_1^t} \left(\frac{\Delta_{SU_q}}{A_2} - \frac{1}{B_1 \mu_{(s)}} \right)^{-(k+t+M)} + \frac{1}{A_3^{k+M} B_1^t} \left(\frac{\Delta_{SU_q}}{A_3} - \frac{1}{B_1 \mu_{(s)}} \right)^{-(k+t+M)} - \frac{1}{A_4^{k+M} B_1^t} \left(\frac{\Delta_{SU_q}}{A_4} - \frac{1}{B_1 \mu_{(s)}} \right)^{-(k+t+M)} \right\} + \frac{1}{\ln 2} \frac{\alpha_{SU_p}^M}{\Gamma(M)} \cdot \sum_{k=0}^{M(m_{SU_p}-1)} \frac{(M(1-m_{SU_p}))_k (-\delta_{SU_p})^k}{(k!)^2 (\bar{\gamma}_{SU_p})^{k+1}} \cdot \sum_{s=1}^{\varrho(A)} \sum_{n=1}^{\tau_1(A)} \sum_{t=0}^{n-1} \frac{(-1)^t \chi_{s,n}(A)}{(n-1)! \mu_{(s)}^t} \cdot G_{32}^{13} \left(B_2 \mu_{(s)} \left| \begin{matrix} 1-n+t, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right. \right) \cdot \binom{n-1}{t} (k+t)! \cdot \left\{ \frac{1}{A_5^{k+M} B_2^t} \left(\frac{\Delta_{SU_p}}{A_5} - \frac{1}{B_2 \mu_{(s)}} \right)^{-(k+t+M)} - \frac{1}{A_6^{k+M} B_2^t} \left(\frac{\Delta_{SU_p}}{A_6} - \frac{1}{B_2 \mu_{(s)}} \right)^{-(k+t+M)} \right\} \quad (29)$$

4 数据校验

采用蒙特卡罗仿真来验证非完美条件下多天线星地融合NOMA网络的性能。仿真中采用的系统参数如表1所示。卫星信道参数如表2所示。不失一般性，假设 $\delta_p^2 = \delta_q^2 = \delta^2$ ， $\bar{\gamma}_{SU_p} = \bar{\gamma}_{SU_q} = \bar{\gamma}$ ， $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}_I$ ， $k_{SU_p} = k_{SU_q} = k$ ， $\mathcal{L}_{SU_p} = \mathcal{L}_{SU_q} = \mathcal{L}$ 。

图2给出了遍历容量随功率分配因子的变化趋

势。首先，可以发现仿真值与理论值相一致，证明了理论推导的正确性。其次，仿真结果随着功率分配因子 a_p 的增大而升高。然而，从实际角度来看，当 a_p 趋于1时，传感器用户 U_q 的QoS和公平性要求无法满足。同时，由于功率分配的减少，用户 U_q 的遍历容量也会损失。基于实际公平性考虑， a_p 的值通常选取在(0.7,0.8)之间，其余仿真均采用 $a_p = 0.75$ 作为仿真参数。最后，仿真结果显示遍历容量随着衰落程度的减轻而增强，这与实际相一致。

图3分析了遍历容量随非完美SIC系数的变化趋势，其中 $\xi = 0$ 表示完美SIC。非完美SIC对于遍历容量的影响十分明显，随着 ξ 的增大，系统的遍历容量明显变差。这是因为NOMA传感器用户在接收端采用SIC技术来接收信号，由于接收端的性能较差，即SIC技术非完美，这将对系统的传输能力造成很大的负面影响，从而减少系统的遍历容量。

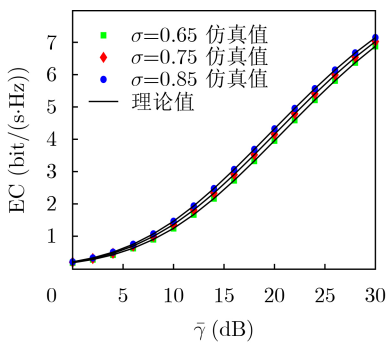
图4给出了遍历容量随信道估计误差的变化。

表 1 系统参数

参数	数值
卫星轨道	GEO
载波频率	18 GHz
载波带宽	50 MHz
3 dB角度	0.4°
最大波束增益	48 dB
接收天线增益	4 dB
噪声温度	300 K
雨衰	$\mu = -3.125, \delta_\zeta^2 = 1.591$

表 2 信道参数

衰落程度	m_j	b_j	Ω_j
重度衰落(Frequent Heavy Shadowing, FHS)	1	0.063	0.0007
中度衰落(Average Shadowing, AS)	5	0.251	0.2790
轻度衰落(Infrequent Light Shadowing, ILS)	10	0.150	1.2900



(a) 不同功率系数下的EC

由图4(a)可以看出，当系统分配更多的功率用于信号传输时，系统的遍历容量将会更高。由图4(b)可知，随着导频信号长度的增加，系统的信道估计误差将会减小，从而提升系统的遍历容量。此外，随着系统平均信噪比的增强，导频信号长度对于遍历容量的影响会减少。通过对不同信道估计误差参数的仿真可以得出，当系统具有较高的平均信噪比时，可以获得更好的CSI减轻估计误差对于系统性能的影响。

图5反映了不同CCI情况对于遍历容量的影响，其中 $\gamma_I = -\infty$ 代表不存在同频干扰。首先，存在同频干扰时，系统的遍历容量会有明显的减弱。此外，随着干扰功率的增大以及干扰数量的增多，系统的遍历容量会明显减小，这与现实情况相一致。

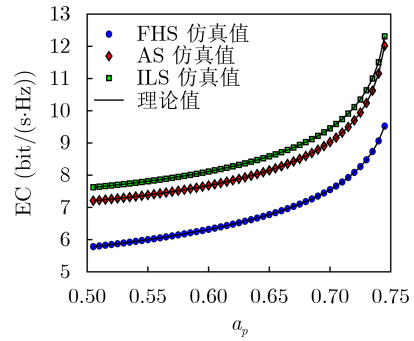


图 2 遍历容量随功率分配因子的变化

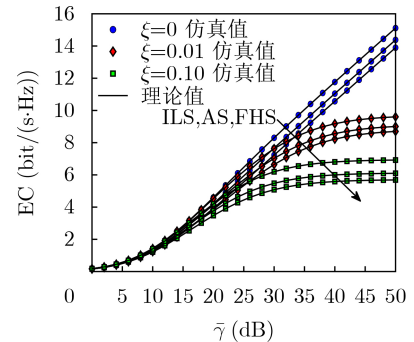
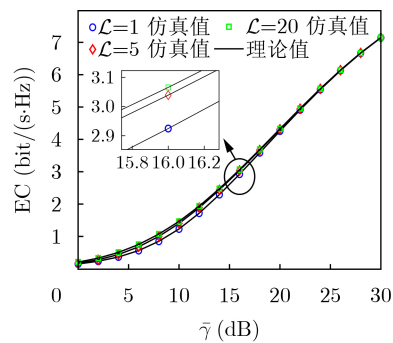


图 3 遍历容量随非完美SIC的变化



(b) 不同导频信号长度下的EC

图 4 遍历容量随信道估计误差的变化

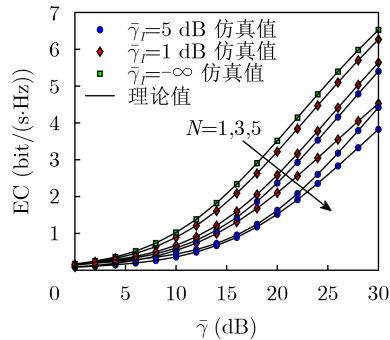


图5 遍历容量随同频干扰的变化

5 结论

本文结合现实条件,包括信道估计误差、非完美串行干扰消除和同频干扰,建立了一个基于NOMA的星地融合网络。这些非完美条件将会影响基于NOMA的多天线星地融合网络的遍历容量性能。为了揭示每个非完美条件参数对于系统遍历容量的影响,本文推导得到了非完美条件下的遍历容量解析表达式。最后,通过蒙特卡罗仿真对理论推导的正确性进行了验证。仿真结果揭示了每个非完美条件参数对于星地融合NOMA网络遍历容量性能的影响,从侧面反映了具备完美系统场景对于实际网络的重要性,对工程实践具有重要的指导作用。

参考文献

- [1] GUO Kefeng, AN Kang, ZHANG Bangning, *et al.* Physical layer security for multiuser satellite communication systems with threshold-based scheduling scheme[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(5): 5129–5141. doi: [10.1109/TVT.2020.2979496](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.2979496).
- [2] LIN Min, HUANG Qingquan, DE COLA T, *et al.* Integrated 5G-satellite networks: a perspective on physical layer reliability and security[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(6): 152–159. doi: [10.1109/MWC.001.2000143](https://doi.org/10.1109/MWC.001.2000143).
- [3] 胡晗, 鲍楠, 凌章, 等. 基于NOMA的移动边缘计算系统公平能效调度算法[J]. *电子与信息学报*, 2021, 43(12): 3563–3570. doi: [10.11999/JEIT200898](https://doi.org/10.11999/JEIT200898).
HU Han, BAO Nan, LING Zhang, *et al.* Fair energy efficiency scheduling in NOMA-based mobile edge computing[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(12): 3563–3570. doi: [10.11999/JEIT200898](https://doi.org/10.11999/JEIT200898).
- [4] 吴广富, 邓天垠, 苏开荣, 等. 基于非正交多址接入系统的多用户分组优化算法[J]. *电子与信息学报*, 2018, 40(9): 2080–2087. doi: [10.11999/JEIT171220](https://doi.org/10.11999/JEIT171220).
WU Guangfu, DENG Tianyin, SU Kairong, *et al.* Multi-user grouping optimization algorithm based on non-orthogonal multiple access systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(9): 2080–2087. doi: [10.11999/JEIT171220](https://doi.org/10.11999/JEIT171220).
- [5] SINGH V, UPADHYAY P K, and LIN Min. On the performance of NOMA-assisted overlay multiuser cognitive satellite-terrestrial networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(5): 638–642. doi: [10.1109/LWC.2020.2963981](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.2963981).
- [6] LIN Zhi, LIN Min, WANG Junbo, *et al.* Joint beamforming and power allocation for satellite-terrestrial integrated networks with non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 13(3): 657–670. doi: [10.1109/JSTSP.2019.2899731](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2019.2899731).
- [7] ZHANG Xiaokai, ZHANG Bangning, AN Kang, *et al.* On the performance of hybrid satellite-terrestrial content delivery networks with non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(3): 454–458. doi: [10.1109/LWC.2020.3029621](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3029621).
- [8] LIN Zhi, LIN Min, CHAMPAGNE B, *et al.* Secrecy-energy efficient hybrid beamforming for satellite-terrestrial integrated networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(9): 6345–6360. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3088898](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3088898).
- [9] AN Kang, LIN Min, LIANG Tao, *et al.* Performance analysis of multi-antenna hybrid satellite-terrestrial relay networks in the presence of interference[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(11): 4390–4404. doi: [10.1109/TCOMM.2015.2474865](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2474865).
- [10] GUO Kefeng, LIN Min, ZHANG Bangning, *et al.* Performance analysis of hybrid satellite-terrestrial cooperative networks with relay selection[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(8): 9053–9067. doi: [10.1109/TVT.2020.2999752](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.2999752).
- [11] FAMORJI O J and XU Zhiwei. Antenna feed array synthesis for efficient communication systems[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2020, 20(24): 15085–15098. doi: [10.1109/JSEN.2020.3012444](https://doi.org/10.1109/JSEN.2020.3012444).
- [12] GUO Kefeng, AN Kang, ZHANG Bangning, *et al.* On the performance of cognitive satellite-terrestrial relay networks with channel estimation error and hardware impairments[J]. *Sensors*, 2018, 18(10): 3292. doi: [10.3390/s18103292](https://doi.org/10.3390/s18103292).
- [13] SOLANKI S, UPADHYAY P K, DA COSTA D B, *et al.* Joint impact of RF hardware impairments and channel estimation errors in spectrum sharing multiple-relay networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(9): 3809–3824. doi: [10.1109/TCOMM.2018.2832623](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2018.2832623).
- [14] HUANG Qingquan, LIN Min, ZHU Weiping, *et al.* Uplink massive access in mixed RF/FSO satellite-aerial-terrestrial networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2413–2426. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3049364](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3049364).

- [15] RUAN Yuhan, JIANG Lijuan, LI Yongzhao, *et al.* Energy-efficient power control for cognitive satellite-terrestrial networks with outdated CSI[J]. *IEEE Systems Journal*, 2021, 15(1): 1329–1332. doi: [10.1109/JSYST.2020.2975025](https://doi.org/10.1109/JSYST.2020.2975025).
- [16] 王夕予, 许晓明, 陈亚军. 非理想连续干扰消除下非正交多址接入上行传输系统性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(12): 2795–2801. doi: [10.11999/JEIT181165](https://doi.org/10.11999/JEIT181165).
WANG Xiyu, XU Xiaoming, and CHEN Yajun. Performances analysis in uplink non-orthogonal multiple access system with imperfect successive interference cancellation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(12): 2795–2801. doi: [10.11999/JEIT181165](https://doi.org/10.11999/JEIT181165).
- [17] LI Xingwang, LIU Meng, DENG Chao, *et al.* Full-duplex cooperative NOMA relaying systems with I/Q imbalance and imperfect SIC[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(1): 17–20. doi: [10.1109/LWC.2019.2939309](https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2939309).
- [18] 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. doi: [10.1109/TVT.2020.2988026](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.2988026).
- [19] RUAN Yuhan, LI Yongzhao, WANG Chengxiang, *et al.* Energy efficient power allocation for delay constrained cognitive satellite terrestrial networks under interference constraints[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(10): 4957–4969. doi: [10.1109/TWC.2019.2931321](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2931321).
- [20] GUO Kefeng, AN Kang, ZHANG Bangning, *et al.* On the performance of the uplink satellite multiterrestrial relay networks with hardware impairments and interference[J]. *IEEE Systems Journal*, 2019, 13(3): 2297–2308. doi: [10.1109/JSYST.2019.2901800](https://doi.org/10.1109/JSYST.2019.2901800).
- [21] GRADSHTEYN I S and RYZHIK I M. Table of Integrals, Series, and Products[M]. 7th ed. Amsterdam: Elsevier, 2007.
- [22] KÖLBIG K S. Reviewed Work: *Integrals and series of special functions*. by A. P. Prudnikov, Yu. A. Bryčkov, O. I. Maričev[J]. *Mathematics of Computation*, 1985, 44(170): 573–574. doi: [10.2307/2007975](https://doi.org/10.2307/2007975).
- 帅海峰：男，博士生，研究方向为航天通信及非正交多址接入技术等。
- 郭克锋：男，讲师，研究方向为卫星通信、非正交多址接入技术和物理层安全等。
- 安康：男，高级工程师，研究方向为B5G/6G无线通信、可重构智能表面和通信抗干扰等。
- 朱诗兵：男，教授，研究方向为航天通信、自组网及网络安全等。
- 李长青：男，副教授，研究方向为航天通信及无线通信优化等。

责任编辑：余蓉