

非完美信道条件下的卫星通信半免授权传输策略

郭焱¹, 林敏¹, 孔槐聪², 刘笑宇¹, 杨绿溪³

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003; 2. 南京邮电大学物联网学院, 江苏 南京 210003;
3. 东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要: 为解决频谱资源紧张条件下卫星通信系统的多用户接入问题, 提出了一种基于非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 技术的半免授权 (SGF, semi-grant-free) 传输策略。其中, 作为免授权 (GF, grant-free) 用户的移动终端与作为授权 (GB, grant-based) 用户的地球站共同接入卫星网络。首先, 为保障 GB 用户的服务质量, 为其配备高增益定向天线, 并在仅已知统计信道状态信息的条件下, GB 用户计算可容忍的最大干扰阈值, 由卫星广播给所有 GF 用户; 满足该阈值条件的 GF 用户可基于 NOMA 技术与 GB 用户共享频谱资源。其次, GF 用户配备平面阵列, 针对其利用连续相位和离散相位波束成形的情况, 提出了相应的低复杂度波束成形 (BF, beamforming) 方法。进一步地, 在卫星信道服从阴影莱斯分布, 并考虑接收端存在非完美连续干扰消除 (SIC, successive interference cancellation) 的条件下, 推导出所提 SGF 传输策略下系统吞吐量的闭合表达式。最后, 通过计算机仿真验证了理论分析的正确性和所提传输策略的优越性, 并定量分析了非完美 SIC、离散比特数、天线数等典型参数对系统性能的影响。结果表明, 当相位离散比特数为 3 bit 时, 系统性能接近采用连续相位 BF 时的水平。

关键词: 卫星通信; 非正交多址传输; 半免授权传输; 波束成形; 非完美连续干扰消除

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.2026.00396

Semi-grant-free transmission strategy for satellite communications under imperfect channel conditions

Guo Yan¹, Lin Min¹, Kong Huaicong², Liu Xiaoyu¹, Yang Lvxi³

1. School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

2. School of Internet of Things, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

3. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China

Abstract: To address the multiple access issue in satellite communication systems under spectrum scarcity, a semi-grant-free (SGF) transmission strategy based on non-orthogonal multiple access (NOMA) was proposed. In this strategy, mobile terminals termed as grant-free (GF) users were equipped with a planar array, while the earth station termed as grant-based (GB) user was equipped with a high gain directional antenna, and they access the satellite network simultaneously. Firstly, to ensure the quality of service for GB users, the maximum tolerable interference threshold was calculated by the GB user under the condition of only known statistical channel state information (SCSI), and was broadcasted by the satellite to all

收稿日期: 2024-01-26; 修回日期: 2025-12-11

通信作者: 林敏, linmin@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62471255); 江苏省高等学校自然科学研究项目 (No. 25KJD510011); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目 (No. KYCX24_1178); 南京邮电大学引进人才自然科学研究启动基金资助项目 (No. NY224068)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 62471255), The Natural Science Foundation of the Jiangsu Higher Education Institutions of China (No. 25KJD510011), The Postgraduate Research and Practice Innovation Program of Jiangsu Province (No. KYCX24_1178), Natural Science Research Start up Foundation of Recruiting Talents of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No. NY224068)

GF users. GF users who satisfy the threshold condition shared the same spectrum resource with the GB user by utilizing NOMA technology. Then, corresponding low complexity beamforming methods were proposed for GF users employing both continuous and discrete phase beamforming. Furthermore, under the assumption that the satellite channel follows a Shadowed-Rician distribution and accounts for imperfect successive interference cancellation (SIC) at the receiver, a closed-form expression for the system throughput under the proposed SGF transmission strategy was derived. Finally, computer simulations were conducted to validate the correctness of the theoretical analysis and the superiority of the proposed transmission strategy, while quantitative analyses were performed to evaluate the impact of typical parameters such as imperfect SIC, discrete bit count, and number of antennas on system performance. The results showed that when the phase discrete bit number was 3 bits, the system performance approached the level achieved with continuous phase BF.

Key words: satellite communication, non-orthogonal multiple access, semi-grant-free transmission, beam forming, imperfect successive interference cancellation

0 引言

随着5G移动通信技术在全球范围内逐步实现商业化部署,自动驾驶、智慧城市、远程医疗等新兴产业也相继兴起,地面用户对高速可靠连接和大规模全球无缝接入提出了更高要求。然而,5G仍主要基于地面无线通信系统,受经济成本、技术条件和自然环境等因素制约,难以在人口密度低的偏远地区或沙漠、森林等复杂地形区域实现有效覆盖^[1-3]。与地面蜂窝网相比,卫星通信具有覆盖范围广、对地面基础设施依赖程度低、不受地理条件限制等优势。将卫星通信系统与地面蜂窝网相结合,被视为提升地面用户通信质量的有效途径,并已成为6G移动通信的关键技术方向之一^[4-6]。在6G的愿景中,用户接入数量预计将较5G增加数倍^[7-8]。然而,现阶段采用的正交多址接入(OMA, orthogonal multiple access)技术需要为每个用户提供正交资源块,在频谱资源有限的情况下难以满足大规模用户的接入需求。为解决这一问题,非正交多址接入(NOMA, non-orthogonal multiple access)技术应运而生。该技术允许多个用户共享同一资源块,从而提高频谱效率,并增强系统接入能力,被认为是一种极具发展前景的新型多址技术^[9-10]。近年来,国内外学者已经将NOMA技术应用于卫星通信系统中,围绕中断概率、遍历容量等性能指标展开研究,从理论上证实了该方案的可行性。例如,文献[11]研究了上行NOMA在卫星通信系统中的应用,分别推导了采用连续干扰消除(SIC, successive interference cancellation)技术和联合解码(JD, joint decoding)技术下的中断概率表达式;文献[12]进一步考虑了地面用户的位置分布,并验证了NOMA

技术在提升卫星通信系统遍历容量方面的优势;文献[13]将速率分割技术与NOMA技术相结合,进一步提高了卫星通信系统的吞吐量。

需要指出的是,上述研究主要关注基于授权的连接方式。这种连接方式需要用户与目的节点之间完成信令交互,才能接入上行资源块。然而,在大规模接入场景中,频繁的信令交互会导致传输时延的增加,并增加设备的功耗。为此,文献[14]提出了一种基于NOMA的免授权接入方案,通过简化接入流程显著降低信令开销和传输时延,并支持更多用户接入。然而,在免授权接入方案中,大量设备的随机接入容易引发严重的接入碰撞,造成资源块浪费。针对这一问题,文献[15]提出了一种半免授权(SGF, semi-grant-free)接入方案,该方案面向地面网络中的多用户上行接入场景,将需要高数据速率的授权(GB, grant-based)用户和数据量小、数据突发的免授权(GF, grant-free)用户通过NOMA技术共同调度,从而进一步提高频谱资源利用率,并以较低的信令开销和传输时延为用户提供通信服务。在此基础上,文献[16]采用随机几何的方法,分析了用户位置分布对SGF系统吞吐量的影响;考虑到GB用户相比GF用户具有更高的优先级,文献[17]将混合SIC策略应用于SGF方案,在保证GB用户的服务质量需求(QoS, quality-of-service)的同时,推导了系统中断概率的闭合表达式及其在高信噪比条件下的渐进表达式;文献[18]进一步将速率分割技术与SGF方案结合,提供了更灵活的解码策略,并从遍历容量角度证实了该方案的优越性。上述研究证明了SGF方案在地面通信网络中的优势。在此基础上,文献[19]将SGF方案应用于多层卫星网络中,并推导了中断概率、系统吞吐量以及

遍历容量的闭合表达式；文献[20]将SGF方案应用于星空融合网络的上行传输场景，并考虑了空中通信平台扰动所带来的影响，推导了系统的吞吐量与地面用户的中断概率，通过仿真验证了SGF方案相比于传统授权接入和免授权接入方案的优越性。

尽管文献[15]~[20]已从不同角度验证了SGF方案在地面和卫星通信网中的可行性和优越性，但总体而言，适合于卫星通信场景的SGF方案研究还非常有限，仍有许多技术难题亟待解决。例如，文献[19]~[20]需要已知地球站到卫星的瞬时信道状态信息(CSI, channel state information)，但在真实的卫星通信场景中，由于卫星载荷有限，获取瞬时CSI往往很难实现^[21]。此外，文献[15]~[18]仅考虑用户配备单天线的情况，而在实际卫星通信场景中，用户终端往往需要配备多天线来降低星地之间较大路径损耗带来的影响。需要指出的是，上述文献受限于较为理想的状态，均未考虑接收端执行非完美SIC，或者多天线系统中因硬件限制引起的相位离散等实际因素对系统性能的影响。鉴于此，本文针对卫星通信系统中的多用户接入问题，提出了一种基于NOMA的SGF传输策略。其中，作为GB用户的地球站配备高增益定向天线，与作为GF用户且配备均匀平面阵列(UPA, uniform planar array)的移动终端共享频谱资源。首先，为保障GB用户的QoS，系统在仅已知统计信道状态信息(SCSI, statistical channel state information)的前提下，由GB用户计算其最大可容忍干扰阈值作为接入阈值，并由卫星向GF用户广播，满足阈值条件的GF用户通过分布式竞争的方法接入卫星，并利用NOMA技术与GB用户共享信道，以提高频谱效率。进一步，针对GF用户利用连续相位和离散相位的两种情形，分别提出了低复杂度的波束成形(BF, beamforming)设计方案。在此基础上，假设卫星信道服从阴影莱斯(SR, shadowed-rician)分布，且进一步考虑接收端非完美SIC带来的影响，推导了系统采用所提SGF传输策略的吞吐量闭合表达式。最后，通过仿真验证了理论分析的正确性和所提传输策略的优越性，且定量分析了非完美SIC、离散比特数、天线数等典型参数对系统性能的影响。结果表明，当相位离散比特数为3 bit时，系统性能已接近采用连续相位BF时的水平。

1 系统模型

本文考虑一个多用户上行接入的卫星通信场景，其系统模型如图1所示。该系统包含一颗静止轨道卫星(GEO, geostationary satellite)及其覆盖范围内的一个地球站和多个移动终端。考虑到传统的OMA方案频谱效率低，难以满足未来卫星系统多用户的接入需求，本文采用基于NOMA技术的SGF传输策略，使每个移动终端可随机占用一个时隙与地球站共享频谱资源。其中，作为GB用户的固定地球站配备高增益定向天线，享有更高的传输优先级；作为GF用户的移动终端配备平面阵列，具有数据突发、数据量小、随遇接入的特点。为了便于理解，接下来分别介绍系统的信道模型和信号模型。

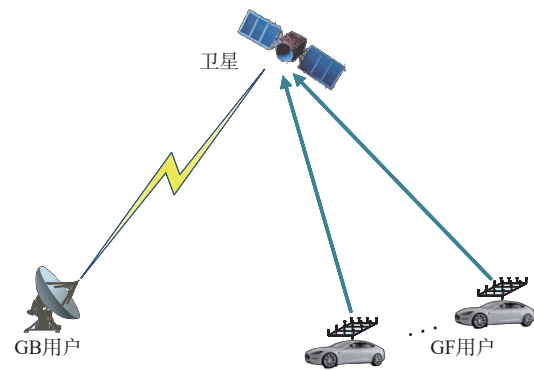


图1 系统模型

1.1 信道模型

与文献[17]~[18]中仅考虑信道的小尺度衰落不同，本文在对卫星信道进行建模时，不仅考虑了无线信道的小尺度衰落特性，还考虑了星载天线增益、卫星链路损耗等实际参数的影响^[22]。因此，GB用户到卫星的链路信道矢量可以表示为：

$$h_b = \ell_b \tilde{h}_b \quad (1)$$

其中，信道系数 ℓ_b 的数学表达式为：

$$\ell_b = \frac{\sqrt{G_b G_s} \lambda}{4\pi d_b} \quad (2)$$

其中， λ 表示载波的波长； d_b 表示卫星与地面用户之间的距离； G_s 表示星载天线增益，通常建模为^[23]：

$$G_s = G_s^{\max} \left(\frac{J_1(q_s)}{2q_s} + 36 \frac{J_3(q_s)}{q_s^3} \right)^2 \quad (3)$$

其中， G_s^{\max} 表示最大卫星天线增益； $J_n(x)$ 是第一类

n 阶贝塞尔函数； $q_s = 2.07123 \sin \theta_s / \sin \theta_{3\text{dB}}$ ， θ_s 表示波束中轴线和地面节点之间的夹角， $\theta_{3\text{dB}}$ 表示天线增益衰减3 dB的角度。

式(2)中， G_b 表示GB用户的发射天线增益。由于GB用户配备抛物面天线，其天线增益可表示为^[24]：

$$G_b = \begin{cases} G_b^{\max} - 2.5 \times 10^{-3} (D_b \bar{\theta}_b / \lambda)^2, & 0 < \bar{\theta}_b < \hat{\theta} \\ 2 + 15 \log(D/\lambda), & \hat{\theta} \leq \bar{\theta}_b < \tilde{\theta} \\ 32 - 25 \log \bar{\theta}, & \tilde{\theta} \leq \bar{\theta}_b < 48^\circ \\ -10, & 48^\circ \leq \bar{\theta}_b \leq 180^\circ \end{cases} \quad (4)$$

其中， G_b^{\max} 表示天线最大增益， D_b 表示天线口径， $\bar{\theta}_b$ 表示离轴角， $\hat{\theta}$ 和 $\tilde{\theta}$ 的表达式分别为 $\hat{\theta} = \frac{20}{D} \sqrt{G_b^{\max} - \left(2 + 15 \log \frac{D}{\lambda}\right)}$ ， $\tilde{\theta} = 15.82 \left(\frac{D_b}{\lambda}\right)^{-0.6}$ 。

此外，式(1)中 \tilde{h}_b 表示GB用户-卫星链路的小尺度衰落，通常服从SR分布^[25]，即 $|\tilde{h}_b|^2 \sim \text{SR}(m_b, \sigma_b, \Omega_b)$ 。其中， Ω_b 为直达径分量的平均功率； σ_b 为多径分量的平均功率； $m_b \in \mathbf{N}^+$ 为Nakagami- m 分布的衰落参数。

与GB用户-卫星链路类似，假设GF用户配备 $M \times N$ 天线阵元的UPA，则第 k 个GF用户到卫星的链路信道矩阵可以表示为^[26]：

$$\mathbf{h}_k = \ell_k \tilde{\mathbf{h}}_k = \ell_k \rho_k \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) \quad (5)$$

其中， ℓ_k 表示信道系数， ρ_k 表示第 k 个GF用户-卫星链路的小尺度衰落，服从SR分布，即 $|\rho_k|^2 \sim \text{SR}(m_k, \sigma_k, \Omega_k)$ ， $\mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 表示阵列导向矩阵，其中 $\theta_k \in [0, \frac{\pi}{2})$ 和 $\varphi_k \in [0, 2\pi)$ 分别表示第 k 个GF用户发送到UPA信号的仰角和方位角。为了方便表述，可以将UPA的阵列导向矩阵写为向量乘积的形式：

$$\mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) = \mathbf{a}_x^T(\theta_k, \varphi_k) \cdot \mathbf{a}_y^T(\theta_k, \varphi_k) \quad (6)$$

其中， $\mathbf{a}_x(\theta_k, \varphi_k) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示UPA水平方向的导向矢量， $\mathbf{a}_y(\theta_k, \varphi_k) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示UPA垂直方向的导向矢量，表达式分别为：

$$\mathbf{a}_x^T(\theta_k, \varphi_k) = [1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_{2,1} \cdot \mathbf{r}}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_{M,1} \cdot \mathbf{r}}]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{a}_y^T(\theta_k, \varphi_k) = [1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_{1,2} \cdot \mathbf{r}}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{l}_{1,N} \cdot \mathbf{r}}]^T \quad (8)$$

其中， $\mathbf{l}_{m,n} = (d_x(m-1), d_y(n-1), 0)$ ， d_x 、 d_y 分别表示UPA水平方向和垂直方向的阵元间隔， $\mathbf{r} =$

$(\cos \theta_k \cos \varphi_k, \cos \theta_k \sin \varphi_k, 0)$ 。

1.2 信号模型

本文考虑GB用户和多个GF用户上行接入的场景。在第 k 个时隙内，GB用户向卫星发送归一化信号 $x_b(t)$ ，而GF用户采用分布式竞争方式接入卫星。假设第 k 个GF用户在当前时隙竞争成功，该用户将经过发射波束成形 \mathbf{w}_k 后，向卫星发送归一化信号 $x_k(t)$ 。此时，卫星接收到的叠加信号可以表示为：

$$y(t) = \sqrt{P_b} \ell_b \tilde{h}_b x_b(t) + \sqrt{P_k} \ell_k \langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle x_k(t) + n(t) \quad (9)$$

其中， P_b 和 P_k 分别表示GB用户和第 k 个GF用户的发射功率； $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为归一化的BF权矩阵，即令 $[\mathbf{w}_k]_{m,n}$ 表示矩阵 \mathbf{w}_k 的第 (m,n) 个元素，满足 $\sum_{m,n} |[\mathbf{w}_k]_{m,n}|^2 = 1$ ； $n(t)$ 表示均值为0，方差为 σ^2 的加性高斯白噪声（AWGN, additive white gaussian noise）； $(\mathbf{A})^*$ 表示矩阵 \mathbf{A} 的共轭； $\langle \mathbf{A}, \mathbf{B} \rangle$ 表示矩阵 \mathbf{A} 和矩阵 \mathbf{B} 的内积。

由于GB用户是固定的地球站，配备高增益定向天线，具有更高的数据速率需求，因此，相对GF用户而言，GB用户具有更大的发射功率和天线增益，即满足 $P_b \ell_b^2 |\tilde{h}_b|^2 > P_k \ell_k^2 |\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle|^2$ 。根据上行NOMA的解码策略，卫星首先解码GB用户的信号，此时第 k 个GF用户的信号将被视为干扰。因此，卫星解码GB用户的信号 $x_b(t)$ 的信干噪比（SINR, signal to interference-plus-noise ratio）可表示为：

$$\Gamma_b = \frac{P_b \ell_b^2 |\tilde{h}_b|^2}{P_k \ell_k^2 |\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle|^2 + \sigma^2} = \frac{\gamma_b}{\gamma_k + 1} \quad (10)$$

其中， $\gamma_b = \bar{\gamma}_b |\tilde{h}_b|^2$ ， $\bar{\gamma}_b = \frac{P_b \ell_b^2}{\sigma^2}$ ； $\gamma_k = \bar{\gamma}_k |\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle|^2$ ， $\bar{\gamma}_k = \frac{P_k \ell_k^2}{\sigma^2}$ 。

然后，卫星采用SIC技术将GB用户的信号 $x_b(t)$ 从叠加信号中减去，再解码第 k 个GF用户的信号。考虑到星上处理器载荷有限，在系统的实际运行中利用SIC无法完全消除GB用户的干扰，因此考虑非完美SIC的影响，卫星解码第 k 个GF用户的信号 $x_k(t)$ 的SINR表示为^[27]：

$$\Gamma_k = \frac{P_k \ell_k^2 |\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle|^2}{\eta_k P_b \ell_b^2 |\tilde{\mathbf{h}}_b|^2 + \sigma^2} = \frac{\gamma_k}{\eta_k \gamma_b + 1} \quad (11)$$

其中, η_k 表示残余干扰系数, 当 $\eta_k = 0$ 时, 式(11)退化到文献[15]~[20]中完美 SIC 的情况。此外, 本文中假设 GF 用户配置 UPA, 因此将已有研究成果推广到了更一般的情况。

2 非完美信道条件下的半免授权传输策略

针对卫星通信系统多用户上行接入问题, 提出了一种基于 NOMA 的 SGF 传输策略。该策略在不影响 GB 用户 QoS 的前提下, 允许 GF 用户与 GB 用户共享频谱资源接入卫星网络, 从而提高频谱效率, 且以较低的传输时延和信令开销为地面用户提供通信服务。该策略包含以下 3 个步骤。

1) 在仅已知 SCSi 的情况下, 为了保障允许接入的 GF 用户不影响 GB 用户的 QoS, GB 用户将计算自身可容忍的最大干扰作为 GF 用户的接入阈值, 并将其发送给卫星, 再由卫星广播给所有的 GF 用户。阈值计算如下: 假设存在干扰 I , GB 用户的数据速率应满足如下不等式:

$$\text{lb} \left(1 + \frac{P_b \text{E} [|h_b|^2]}{I + \sigma^2} \right) \geq R_b^{\text{th}} \quad (12)$$

其中, R_b^{th} 为 GB 用户的速率门限。当式(12)取等号时, 得到 GB 用户可容忍的最大干扰 $I_{\text{max}} = P_b \text{E} [|h_b|^2] / \varepsilon_b - \sigma^2$ 。其中, $\varepsilon_b = 2^{R_b^{\text{th}}} - 1$ 。由于 $|h_b|^2$ 服从 SR 分布, 根据文献[22]可以得到 $\text{E} [|h_b|^2] = \ell_b^2 (\Omega_b + 2\sigma_b)$, 因此接入阈值 τ 可表示为:

$$\tau = \max \left\{ 0, \frac{P_b \ell_b^2 (\Omega_b + 2\sigma_b)}{\varepsilon_b} - \sigma^2 \right\} \quad (13)$$

需要指出的是, 与文献[15]~[18]中基于瞬时 CSI 的 SGF 接入方案不同, 本文利用 GB 用户的 SCSi 计算接入阈值 τ 。由式(13)可知接入阈值在 GB 用户的数据传输周期内是常数, 避免了频繁更新阈值带来的信令开销, 从而适用于卫星通信场景。

2) 由于 GF 用户配备 UPA, 需要采用 BF 技术将最大波束指向对准卫星。本文考虑连续相位和离散相位两种情况, 并提出相应的 BF 方案。

首先, 根据式(5), $|\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle|$ 可以写为:

$$|\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle| = \left| \rho_k \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{1}_{m,1}^T \mathbf{r} - j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{1}_{1,n}^T \mathbf{r}} [\mathbf{w}_k]_{m,n} \right| \quad (14)$$

假设存在归一化的向量 $\mathbf{w}_{k,x}$ 和 $\mathbf{w}_{k,y}$, 满足 $\|\mathbf{w}_{k,x}\|^2 = \|\mathbf{w}_{k,y}\|^2 = 1$, 使 $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_{k,x} \mathbf{w}_{k,y}^T$ 成立, 那么, 根据式(7)和式(8), 可以将式(14)重新表示为:

$$|\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle| = \rho_k \cdot \left| \sum_{m=1}^M e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{1}_{m,1}^T \mathbf{r}} [\mathbf{w}_{k,x}]_m \right| \cdot \left| \sum_{n=1}^N e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{1}_{1,n}^T \mathbf{r}} [\mathbf{w}_{k,y}]_n \right| = \rho_k \cdot \left| \mathbf{a}_x^H(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{w}_{k,x} \right| \cdot \left| \mathbf{a}_y^H(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{w}_{k,y} \right| \quad (15)$$

接着, 为了最大化 GF 用户的信干噪比, 根据柯西-施瓦兹不等式, 当式(15)取最大值时, $\mathbf{w}_{k,x}$ 和 $\mathbf{w}_{k,y}$ 分别由式(16)和式(17)给出:

$$\mathbf{w}_{k,x} = \frac{\mathbf{a}_x(\theta_k, \varphi_k)}{\sqrt{M}} \quad (16)$$

$$\mathbf{w}_{k,y} = \frac{\mathbf{a}_y(\theta_k, \varphi_k)}{\sqrt{N}} \quad (17)$$

该方案将 BF 权矩阵拆分为水平和垂直两个方向的向量, 通过分别对这两个向量进行设计, 从而避免了对矩阵的处理, 降低了 BF 方案的复杂度。进一步, 考虑到在实际情况下, 受到硬件成本的限制, 移相器通常采用离散的相位值。假设相位间隔 $[0, 2\pi)$ 被平均分为 2^B 个离散相位值, 其中 B 为离散比特数。离散相位表示为:

$$\mathcal{Q} = \left\{ 0, \frac{2\pi}{2^B}, \dots, \frac{(2^B - 1)2\pi}{2^B} \right\} \quad (18)$$

在这种情况下, 通常将连续相移离散到最近的离散相位值, 即选取的离散相位 $\kappa_k^* \in \mathcal{Q}$ 满足:

$$\kappa_k^* = \arg \max_{\theta \in \mathcal{Q}} [1, e^{j\theta}, \dots, e^{j(V-1)\theta}] \cdot$$

$$[1, e^{j\hat{\kappa}_k}, \dots, e^{j(V-1)\hat{\kappa}_k}], V \in \{M, N\} \quad (19)$$

其中, $\hat{\kappa}_k$ 表示实际的相位值。因此, 离散相位下的 BF 权矢量可以表示为:

$$\mathbf{w}_{k,x}^{\text{dp}} = \frac{\mathbf{a}_x(\theta_k^{\text{dp}}, \varphi_k^{\text{dp}})}{\sqrt{M}} \quad (20)$$

$$\mathbf{w}_{k,y}^{\text{dp}} = \frac{\mathbf{a}_y(\theta_k^{\text{dp}}, \varphi_k^{\text{dp}})}{\sqrt{N}} \quad (21)$$

其中, θ_k^{dp} 和 φ_k^{dp} 表示选取的离散相位所对应的角度。当离散比特数足够多, 即 $B \rightarrow \infty$ 时, 将趋近于连续相位的情况。为了便于区分, 在后文中, 将式(16)、式(17)给出的连续相位情况下的 BF 权矢量用上标 cp 表示。

3) 由于GF用户仅已知自身的SCSI, 因此第 k 个GF用户在接收到接入阈值 τ 后, 将统计信号强度 $E\left[P_k \ell_k^2 \left| \langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle \right|^2\right] \triangleq \hat{\gamma}_k$ 与 τ 进行比较。如果满足 $\hat{\gamma}_k \leq \tau$, 则所有满足接入阈值条件的GF用户将采用分布式竞争的方式接入, 即GF用户收到阈值后, 竞争窗口开启, 每个用户将随机等待一段退避时间后发送信号给卫星, 那么等待最短退避时间的GF用户将竞争成功。该GF用户采用BF技术将最大指向对准卫星, 并利用NOMA技术与GB用户占用同一时频资源接入卫星网, 从而实现GB用户的可靠接入及GF用户的高效接入。

3 SGF传输策略下的系统吞吐量

吞吐量是衡量无线通信系统性能的一项重要指标, 通常定义为系统在无中断条件下的数据速率。假设共有 K 个GF用户满足 $\hat{\gamma}_k \leq \tau$, 每个GF用户占用一个时隙, 并采用NOMA技术与GB用户在同一资源块中接入卫星, 那么需要占用 K 个时隙为GF用户提供接入服务。根据文献[29]中吞吐量的定义, 本文所研究系统吞吐量的数学式表示为:

$$R_{\text{sum}} = (1 - P_{\text{out}}^b) R_b^{\text{th}} + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (1 - P_{\text{out}}^k) R_k^{\text{th}} \quad (22)$$

其中, R_k^{th} 为第 k 个GF用户的速率门限, P_{out}^b 和 P_{out}^k 分别表示GB用户和GF用户的中断概率, 可以写作:

$$P_{\text{out}}^b = \Pr\left\{\text{lb}\left(1 + \frac{\gamma_b}{\gamma_k + 1}\right) < R_b^{\text{th}}\right\} \quad (23)$$

$$P_{\text{out}}^k = 1 - \Pr\left\{\underbrace{\text{lb}\left(1 + \frac{\gamma_b}{\gamma_k + 1}\right) \geq R_b^{\text{th}}, \text{lb}\left(1 + \frac{\gamma_k}{\eta_k \gamma_b + 1}\right) \geq R_k^{\text{th}}}_{\Xi}\right\} \quad (24)$$

为了计算GB用户和GF用户中断概率的闭合表达式, 首先要得到 γ_b 和 γ_k 的概率密度函数 (PDF, probability density function) 和累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function)。由文献[26]可知, $\left|\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle\right|^2$ 仍然是服从SR分布的随机变量, 即 $\left|\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle\right|^2 \sim \text{SR}\left(m_k, \sigma_k, \hat{\Omega}_k\right)$ 。为了便于区分, 引入上标 $z \in \{\text{cp}, \text{dp}\}$ 来分别表示连续相位波束成形和离散相位波束成形情况下的平均功率 $\hat{\Omega}_k^z$, 其表达式由定理1给出。

定理1:

随机变量 $\left|\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle\right|^2$ 的直直径的平均功率为:

$$\hat{\Omega}_k^z = \begin{cases} MN\Omega_k, & z = \text{cp} \\ MN \left(\frac{\sin(\pi/2^B)}{\pi/2^B}\right)^2 \Omega_k, & z = \text{dp} \end{cases} \quad (25)$$

证明: 见附录。

根据求得的 $\hat{\Omega}_k^z$, γ_b 和 γ_k 的PDF和CDF由下式给出:

$$f_{\gamma_v}(x) = \alpha_v \sum_{i=0}^{m_v-1} \frac{(1 - m_v)_i (-\beta_v)^i}{\bar{\gamma}_v^{i+1} (i!)^2} \exp\left(-\frac{l_v x}{\bar{\gamma}_v}\right) x^i \quad (26)$$

$$F_{\gamma_v}(x) = \int_0^x f_{\gamma_v}(x) dx = \alpha_v \sum_{i=0}^{m_v-1} \frac{(1 - m_v)_i (-\beta_v)^i}{l_v^{i+1} i!} \left[1 - \exp\left(-\frac{l_v x}{\bar{\gamma}_v}\right) \sum_{j=0}^i \frac{1}{j!} \frac{x^j l_v^j}{\bar{\gamma}_v^j}\right] \quad (27)$$

$$\text{其中, } \alpha_v = \frac{1}{2\sigma_v} \left(\frac{2\sigma_v m_v}{2\sigma_v m_v + \hat{\Omega}_k^z}\right)^{m_v}, \beta_v = \frac{\hat{\Omega}_k^z}{2\sigma_v (2\sigma_v m_v + \hat{\Omega}_k^z)},$$

$$l_v = \frac{1}{2\sigma_v} - \delta_v, v \in \{b, k\}, m_v \in \mathbf{N}^+.$$

利用 γ_b 和 γ_k 的CDF和PDF, 根据式(23), GB用户的中断概率计算为:

$$P_{\text{out}}^b = \Pr\left\{\frac{\gamma_b}{\gamma_k + 1} < \varepsilon_b\right\} = \int_0^\infty F_{\gamma_b}(\varepsilon_b(x+1)) f_{\gamma_k}(x) dx = \sum_{i=0}^{\mu_b-1} \Phi_{m_b, i, l_b} \sum_{p=0}^{\mu_k-1} \Phi_{m_k, p, \bar{\gamma}_k} \frac{1}{p!} \int_0^\infty \left(1 - \exp\left(-\frac{l_b \varepsilon_b(x+1)}{\bar{\gamma}_b}\right)\right) \sum_{j=0}^i \frac{1}{j!} \frac{\varepsilon_b^j (x+1)^j l_b^j}{\bar{\gamma}_b^j} \exp\left(-\frac{l_k x}{\bar{\gamma}_k}\right) x^p dx \quad (28)$$

其中, $\Phi_{m_v, i, l_v} = \alpha_v \frac{(1 - m_v)_i (-\beta_v)^i}{l_v^{i+1} i!}$ 。进一步, 将 $(x+1)^j$ 利用MeijerG函数表示, 并根据文献[31]计算式(28)中的积分项, 可以得到GB用户中断概率的闭合表达式。

$$P_{\text{out}}^b = \sum_{i=0}^{\mu_b-1} \Phi_{m_b, i, l_b} \sum_{p=0}^{\mu_k-1} \Phi_{m_k, p, \bar{\gamma}_k} \left((\mu_1)^{-p-1} - \exp(-\mu_1) (\mu_1 + \mu_2)^{-p-1} \left(1 + \sum_{j=0}^i \frac{1}{\Gamma(-j) j! p!} (\mu_2)^j G_{2,1}^{1,2} \left[\frac{1}{(\mu_1 + \mu_2)} \middle| \begin{matrix} j+1 \\ 0 \end{matrix} \right] \right) \right) \quad (29)$$

其中, $\mu_I = \frac{l_k}{\gamma_k}, \mu_{II} = \frac{l_b \varepsilon_b}{\gamma_b}$ 。接着求解GF用户的中断概率, 式(24)中的 Ξ 可以写作:

$$\Xi = \Pr \left\{ \frac{\gamma_b}{\gamma_k + 1} \geq \varepsilon_b, \frac{\gamma_k}{\eta_k \gamma_b + 1} \geq \varepsilon_k \right\} = \Pr \left\{ \varepsilon_b (\gamma_k + 1) \leq \gamma_b \leq \frac{\gamma_k - \varepsilon_k}{\eta_k \varepsilon_k} \right\} \quad (30)$$

其中, $\varepsilon_k = 2^{R_k^b} - 1$ 。由于当 $\eta_k \varepsilon_b \varepsilon_k < 1$ 时, $\frac{\gamma_b}{\gamma_k + 1} = \varepsilon_b$ 和 $\frac{\gamma_k}{\eta_k \gamma_b + 1} = \varepsilon_k$ 会交叉在点 $\frac{(\eta_k \varepsilon_b + 1) \varepsilon_k}{1 - \eta_k \varepsilon_b \varepsilon_k}$, 而当 $\eta_k \varepsilon_b \varepsilon_k \geq 1$ 时不交叉。因此, 式(30)可以写作:

$$\Xi = \int_{\max(t, \varepsilon_k)}^{\infty} F_{\gamma_k} \left(\frac{x - \varepsilon_k}{\eta_k \varepsilon_k} \right) f_{\gamma_k}(x) dx - \int_{\max(t, 0)}^{\infty} F_{\gamma_b}(\varepsilon_b(x + 1)) f_{\gamma_b}(x) dx \quad (31)$$

其中,

$$t = \begin{cases} \frac{(\eta_k \varepsilon_b + 1) \varepsilon_k}{1 - \eta_k \varepsilon_b \varepsilon_k}, & \eta_k \varepsilon_b \varepsilon_k < 1 \\ 0, & \eta_k \varepsilon_b \varepsilon_k \geq 1 \end{cases} \quad (32)$$

根据文献[31]及MeijerG函数的表达式计算式(32)中的积分, 并代入式(24), 可以得到GF用户中断概率的闭合表达式为:

$$P_{\text{out}}^k = 1 - \sum_{i=0}^{m_k-1} \Phi_{m_b, i, l_b} \sum_{p=0}^{m_k-1} \Phi_{m_k, p, \gamma_k} \left[\exp(-\mu_{II}) \sum_{j=0}^i \sum_{q=0}^j \mu_{II}^j \binom{j}{q} \frac{(\mu_I + \mu_{II})^{-p-q-1}}{j! p!} G_{1,2}^{2,0} \left[(\mu_I + \mu_{II}) \max(t, \varepsilon_k) \middle| 0, p+q+1 \right] - \exp \left(\frac{\mu_{II}}{\eta_k \varepsilon_b} \right) \sum_{j=0}^i \sum_{q=0}^j \binom{j}{q} \frac{(-1)^{j-q}}{j! p! \varepsilon_b^q \eta_k^j} \left(\frac{\mu_{II}}{\eta_k \varepsilon_b \varepsilon_k} + \mu_I \right)^{-p-q-1} G_{1,2}^{2,0} \left[\left(\frac{\mu_{II}}{\eta_k \varepsilon_b \varepsilon_k} + \mu_I \right) \max(t, 0) \middle| 0, p+q+1 \right] \right] \quad (33)$$

将式(29)和式(33)代入式(22)得到系统吞吐量的闭合表达式。其中, 当 $\eta_k = 0$ 时, 表示完美SIC的情况。因此, 与文献[15]~[18]相比, 本文研究更具一般性。

4 仿真结果与分析

本节通过计算机仿真验证理论分析的正确性, 同时分析了相位误差、天线数等典型参数对系统吞吐量的影响。假设GB用户-卫星链路经历轻度阴影衰落 (LS, light shadowing), 即 $\{m, b, \Omega\}_{\text{LS}} = \{10, 0.126, 1.29\}$;

GF用户-卫星链路经历平均阴影衰落 (AS, average shadowing), 即 $\{m, b, \Omega\}_{\text{AS}} = \{5, 0.251, 0.279\}$; 假设所有GF用户的发射功率和速率门限都相同, 即 $P_k = P_{\text{GF}}, R_k^{\text{th}} = R_{\text{GF}}^{\text{th}}$, 所有GF用户的相位误差独立同分布, 即 $\kappa_k = \kappa$ 。相关仿真参数设置见表1^[22]。

表1 仿真参数

参数	参数设置
卫星轨道	GEO
载波频率	2 GHz
3 dB角度	0.4°
玻尔兹曼常数	1.38×10^{-23} J/m
噪声温度	300 K
噪声带宽	5 MHz
最大卫星天线增益	52 dB
GB用户最大发射天线增益	30 dB

将本文所提出的传输策略与文献[16]中利用瞬时CSI的SGF方案, 以及文献[15]中允许所有满足条件的GF用户同时接入的开环SGF方案进行对比, 得到系统吞吐量随GF用户发射功率变化曲线, 如图2所示。其中, GF用户数 $K=4$, GF用户天线数为 4×4 , GB用户的发射功率为 $P_b = 30$ dBm, GB用户的速率门限为 $R_b^{\text{th}} = 2$ bit/s/Hz, 残余干扰系数 $\eta_k = 0.01$ 。从图2可以看出, 理论闭合表达式的结果与蒙特卡洛仿真结果高度吻合, 验证了理论分析的正确性。在性能方面, 本文所提传输策略可达到的系统吞吐量优于开环SGF方案。这主要是因为开环SGF方案允许所有满足条件的GF用户接入, 但各GF用户发射功率相近, 导致无法有效实现SIC, 从而严重影响通信质量。此外, 采用本文所提传输策略在系统性能上接近采用瞬时CSI的方案, 且随着量化比特数的增加, 本文所采用的离散相位BF方案更接近连续相位BF方案的性能。

非完美SIC影响下, 系统吞吐量随GF用户速率门限变化曲线, 如图3所示。从图3可以看出, 随着 $R_{\text{GF}}^{\text{th}}$ 的增大, 系统吞吐量呈现先上升后下降的趋势。这是因为当速率门限较低时, GF用户的QoS容易被满足, 系统吞吐量则随着 $R_{\text{GF}}^{\text{th}}$ 的增加而增大; 然而, 随着速率门限进一步增大, 通信中断发生的概率增加, 从而对系统吞吐量产生负面影响。此外, 仿真结果表明, 在低速率门限区域, 非完美SIC对系统性能影响并不显著, 而在高速率门限区域, 系统性能受非完美SIC的影响较为严重。

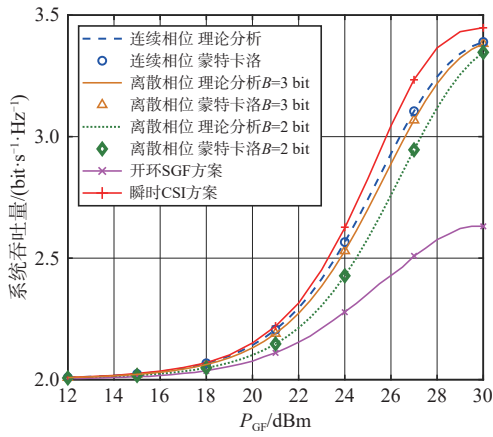


图2 不同方案下系统吞吐量随GF用户发射功率变化曲线

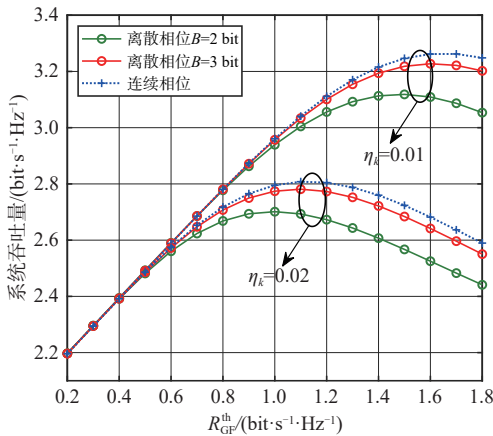


图3 非完美SIC影响下系统吞吐量随GF用户速率门限变化曲线

在实际应用场景中，GF用户通常为小数据量用户，仅需要较低的速率门限即可满足通信需求。因此，在残余干扰系数为0.02时，非完美SIC对系统性能的影响是可接受的。

不同天线数下系统吞吐量随相位离散比特数的变化曲线如图4所示，其中GF用户的发射功率 $P_{GF} = 25 \text{ dBm}$ ，GF用户的速率门限为 $R_{GF}^{\text{th}} = 1.5 \text{ bit/s/Hz}$ ，残余干扰系数 $\eta_k = 0.01$ 。仿真结果表明，当离散比特数增加到3 bit时，离散相位情况下的系统吞吐量已经接近连续相位BF情况可达到的系统吞吐量。此外，随着天线数的增多时，系统吞吐量也随之增大，但系统性能受到离散比特数的影响增大，即在天线数较多的情况下，系统对相位离散比特数更敏感。

不同方案下GF用户数对系统吞吐量的影响如图5所示。从图5可以看出，文献[16]中的瞬时CSI方案能够实现最好的系统吞吐量，文献[15]中的开环SGF方案性能最差，而本文所提的SGF传输策

略的性能随着离散相位比特数的增加而提升，逐渐接近于连续相位BF方案，这与图4中得到的结论一致。此外，在本文所提的传输策略和瞬时CSI方案下，随着GF用户数的增多，系统吞吐量明显随之增加，这两种方案能够充分利用用户分集增益。然而，采用开环SGF方案时，GF用户数的增多将为GB用户带来更多的干扰，进而降低系统性能。

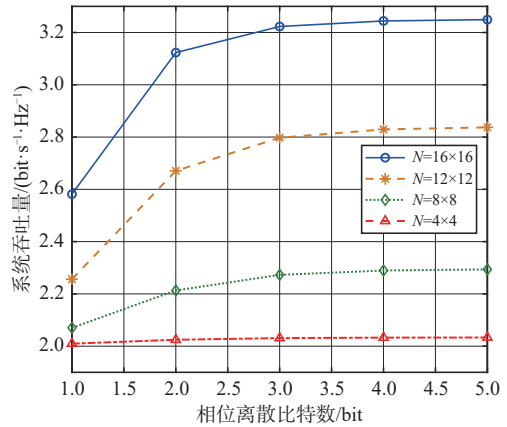


图4 不同天线数下系统吞吐量随相位离散比特数变化曲线

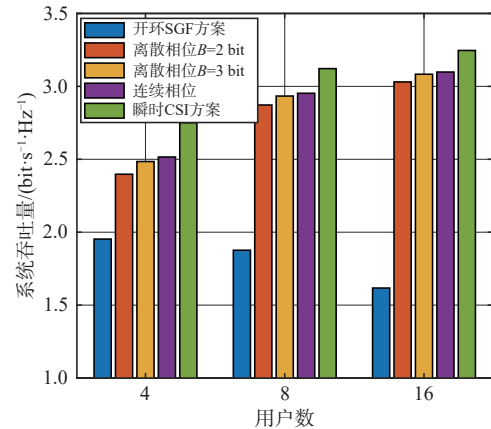


图5 不同方案下GF用户数对系统吞吐量的影响

5 结束语

针对频谱资源紧张条件下卫星通信系统的多用户接入问题，本文提出了一种基于NOMA的SGF传输策略。在该策略中，作为GB用户且配备高增益定向天线的地面站，与作为GF用户且配备平面阵的移动终端，共同接入卫星网络。首先，在仅已知SCSI的条件下，GB用户计算其最大可容忍干扰阈值作为GF用户的接入阈值，并由卫星将该阈值广播给所有GF用户，从而保障GB用户的

QoS。接着，满足阈值条件的 GF 用户通过分布式竞争方式接入卫星，并利用 NOMA 技术与 GB 用户共享频谱资源，有效提升系统的频谱效率。进一步，本文针对 GF 用户分别采用连续相位和离散相位 BF 两种情况，提出了低复杂度的 BF 方法。在考虑卫星信道服从 SR 分布，且计入接收端非完美 SIC 影响的条件下，推导出了所提 SGF 传输策略下系统吞吐量的闭合表达式。最后，通过计算机仿真验证了理论分析的正确性及所提传输策略的优越性。仿真结果还定量分析了离散比特数、非完美 SIC、天线数等典型参数对系统性能的影响。结果表明，在天线数较多的情况下，系统性能受离散相位比特数的影响更大，并且当离散比特数达到 3 bit 时，系统可以获得和连续相位 BF 方案相近的性能，从而为实际系统设计提供了理论支撑。

附录

随机变量 $|\langle \tilde{\mathbf{h}}_k^*, \mathbf{w}_k \rangle|^2$ 的直达径的平均功率为 $\widehat{\Omega}_k^z = |\langle \mathbf{a}_k^*(\theta_k, \varphi_k), \mathbf{w}_k \rangle|^2 \Omega_k$ 。当获取连续相位进行波束成形时，根据式(15)~式(17)， $\widehat{\Omega}_k^{\text{cp}}$ 的计算表达式为：

$$\widehat{\Omega}_k^{\text{cp}} = \left| \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{a}_x^H(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{a}_x(\theta_k, \varphi_k) \right|^2 \left| \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{a}_y^H(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{a}_y(\theta_k, \varphi_k) \right|^2 \Omega_k = MN \Omega_k \quad (34)$$

接着，考虑相位离散的波束成形。由于移相器只能产生离散的相位值，因此相比连续相位的波束成形，离散相位的波束成形会引起相位误差。假设相位误差 $\kappa_k = \hat{\kappa}_k - \kappa_k^*$ 服从均匀分布，即 $\kappa_k \sim U[-\pi/2^B, \pi/2^B]$ ，根据式(7)、式(8)，此时 $\langle \mathbf{a}_k^*(\theta_k, \varphi_k), \mathbf{w}_k^{\text{dp}} \rangle$ 表示为：

$$\langle \mathbf{a}_k^*(\theta_k, \varphi_k), \mathbf{w}_k^{\text{dp}} \rangle = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{1}_m \cdot \mathbf{r}^*} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{1}_m \cdot \mathbf{r}} \cdot e^{-j\kappa_k} \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{1}_n \cdot \mathbf{r}^*} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{1}_n \cdot \mathbf{r}} \cdot e^{-j\kappa_k} = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N e^{-j\kappa_k} \quad (35)$$

根据概率论中的大数定律可知，所有样本点的均值可以近似为个体样本点所服从的概率分布的数学期望，因此，式(35)可以近似为：

$$\frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N e^{-j\kappa_k} \approx \sqrt{MN} E[e^{-j\kappa_k}] = \sqrt{MN} \int_{-\pi/2^B}^{\pi/2^B} e^{-j\kappa_k} \frac{2\pi}{2^B} d\kappa_k = \sqrt{MN} \frac{\sin(\pi/2^B)}{\pi/2^B} \quad (36)$$

进一步， $\widehat{\Omega}_k^{\text{dp}}$ 近似计算为

$$\widehat{\Omega}_k^{\text{dp}} \approx \left| \sqrt{MN} E[e^{-j\kappa_k}] \right|^2 \Omega_k = MN \left(\frac{\sin(\pi/2^B)}{\pi/2^B} \right)^2 \Omega_k \quad (37)$$

因此， $\widehat{\Omega}_k^z$ 的表达式可以用式(25)表示。

参考文献：

- [1] IMT-2030(6G)推进组. 新型多址接入技术研究报告[R]. 2023. IMT-2030 (6G) Promotion Group. Research Report on new multiple access technology[R]. 2023.
- [2] 严学强, 程冠杰, 邓水光, 等. 6G 移动通信网络数据服务与数据面[J]. 物联网学报, 2023, 7(1): 60-72. Yan X Q, Cheng G J, Deng S G, et al. Data services and data plane for 6G mobile communication network[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2023, 7(1): 60-72.
- [3] 沈学民, 承楠, 周海波, 等. 空天地一体化网络技术: 探索与展望[J]. 物联网学报, 2020, 4(3): 3-19. Shen X M, Cheng N, Zhou H B, et al., et al. Space-air-ground integrated networks: review and prospect[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2020, 4(3): 3-19.
- [4] Zhou D, Sheng M, Li J D, et al. Aerospace integrated networks innovation for empowering 6G: a survey and future challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2023, 25(2): 975-1019.
- [5] 朱立东, 张勇, 贾高一. 卫星互联网路由技术现状及展望[J]. 通信学报, 2021, 42(8): 33-42. Zhu L D, Zhang Y, Jia G Y. Current status and future prospects of routing technologies for satellite Internet[J]. Journal on Communications, 2021, 42(8): 33-42.
- [6] 林敏, 张健, 林志, 等. 多播传输模式下的卫星通信安全波束成形算法[J]. 电子学报, 2022, 50(1): 98-105. Lin M, Zhang J, Lin Z, et al. Secure beamforming algorithm for satellite communication in multicast transmission mode[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(1): 98-105.
- [7] 张海君, 陈安琪, 李亚博, 等. 6G 移动网络关键技术[J]. 通信学报, 2022, 43(7): 189-202. Zhang H J, Chen A Q, Li Y B, et al. Key technologies of 6G mobile network[J]. Journal on Communications, 2022, 43(7): 189-202.
- [8] 白卫岗, 盛敏, 杜盼盼. 6G 卫星物联网移动性管理: 挑战与关键技术[J]. 物联网学报, 2020, 4(1): 104-110. Bai W G, Sheng M, Du P P. Mobility management of the 6G satellite IoT: challenges and key techniques[J]. Chinese Journal on In-

- ternet of Things, 2020, 4(1): 104-110.
- [9] 马柱华, 罗丽平. 非理想顺序干扰消除和信道状态信息下 SWIPT-NOMA-CR 网络中断性能[J]. 物联网学报, 2023, 7(1): 129-139.
- Ma Z H, Luo L P. Outage performance of SWIPT-NOMA-CR network with imperfect SIC and CSI[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2023, 7(1): 129-139.
- [10] 刘期烈, 方家成, 辛雅楠, 等. 基于硬件损伤和非完美 CSI 的 IRS 辅助 NOMA 网络鲁棒传输算法[J]. 物联网学报, 2024, 8(1): 60-70.
- Liu Q L, Fang J C, Xin Y N, et al. Robust transmission algorithm for IRS-assisted NOMA network with hardware impairments and imperfect CSI[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2024, 8(1): 60-70.
- [11] Tegos S A, Diamantoulakis P D, Xia J J, et al. Outage performance of uplink NOMA in land mobile satellite communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(10): 1710-1714.
- [12] Yan X J, Xiao H L, An K, et al. Ergodic capacity of NOMA-based uplink satellite networks with randomly deployed users[J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(3): 3343-3350.
- [13] Kong H C, Lin M, Wang Z N, et al. Performance analysis for rate splitting uplink NOMA transmission in high throughput satellite systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(4): 816-820.
- [14] Zhang J Z, Tao X F, Wu H C, et al. Deep reinforcement learning for throughput improvement of the uplink grant-free NOMA system[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7(7): 6369-6379.
- [15] Ding Z G, Schober R, Fan P Z, et al. Simple semi-grant-free transmission strategies assisted by non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(6): 4464-4478.
- [16] Zhang C, Liu Y W, Ding Z G. Semi-grant-free NOMA: a stochastic geometry model[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(2): 1197-1213.
- [17] Ding Z G, Schober R, Poor H V. A new QoS-guarantee strategy for NOMA assisted semi-grant-free transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(11): 7489-7503.
- [18] Xiao F C, Li X W, Yang L, et al. Outage performance analysis of RSMA-aided semi-grant-free transmission systems[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2023, 4: 253-268.
- [19] Hu Q F, Jiao J, Wang Y, et al. Multitype services coexistence in uplink NOMA for dual-layer LEO satellite constellation[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 10(3): 2693-2707.
- [20] Kong H C, Lin M, Han L, et al. Uplink multiple access with semi-grant-free transmission in integrated satellite-aerial-terrestrial networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(6): 1723-1736.
- [21] Lin S N, An J C, Gan L, et al. Stacked intelligent metasurface enabled LEO satellite communications relying on statistical CSI[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(5): 1295-1299.
- [22] 林敏, 朱丽文, 孔槐聪, 等. 基于协作非正交多址的无人机辅助卫星通信系统中断性能分析[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(9): 3033-3042.
- Lin M, Zhu L W, Kong H C, et al. Outage performance analysis of unmanned aerial vehicle assisted satellite communication system with cooperative non-orthogonal multiple access[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(9): 3033-3042.
- [23] Zheng G, Chatzinotas S, Ottersten B. Generic optimization of linear precoding in multibeam satellite systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(6): 2308-2320.
- [24] Bhatnagar M R, M K A. On the closed-form performance analysis of maximal ratio combining in shadowed-rician fading LMS channels[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(1): 54-57.
- [25] Na D H, Park K H, Ko Y C, et al. Performance analysis of satellite communication systems with randomly located ground users[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(1): 621-634.
- [26] Huang Q Q, Lin M, Wang J B, et al. Energy efficient beamforming schemes for satellite-aerial-terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(6): 3863-3875.
- [27] Chen Z, Liu B. Switching signal decoding order in uplink NOMA system with imperfect SIC[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(11): 3528-3532.
- [28] Zhi K D, Pan C H, Ren H, et al. Uplink achievable rate of intelligent reflecting surface-aided millimeter-wave communications with low-resolution ADC and phase noise[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(3): 654-658.
- [29] Jung D H, Ryu J G, Byun W J, et al. Performance analysis of satellite communication system under the shadowed-rician fading: a stochastic geometry approach[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(4): 2707-2721.
- [30] Adamchik V S, Marichev O I. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system[C]//Proceedings of the International Symposium on Symbolic and Algebraic Computation. New York: ACM Press, 1990: 212-224.
- [31] Gradshteyn I S, Ryzhik I M, et al. Table of integrals, series, and products[M]. Beijing: World Publishing Corporation, 2007.

[作者简介]



郭焱(2000—), 女, 南京邮电大学通信与信息工程学院博士生, 主要研究方向为移动通信、通信系统性能分析。



林敏(1972-), 男, 博士、南京邮电大学通信与信息工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信系统、通信信号处理、天线新技术等。



刘笑宇(1996-), 男, 博士, 南京邮电大学通信与信息工程学院讲师, 主要研究方向为无线通信中的信号处理和性能分析等。



孔槐聪(1995-), 男, 博士, 南京邮电大学物联网学院讲师, 主要研究方向为移动通信、通信信号处理和协作通信。



杨绿溪(1964-), 男, 博士, 东南大学信息科学与工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信中的信号处理、MIMO通信、无线通信和统计信号处理等。